radio und fernsehen

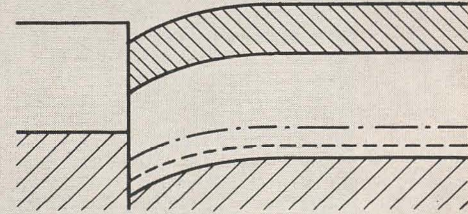
Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

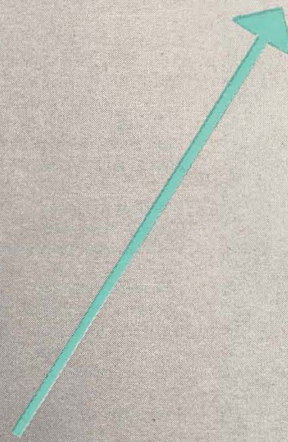
Bauanleitung für einen transistorisierten UKW-Tuner

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG

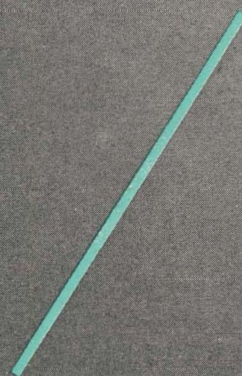
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

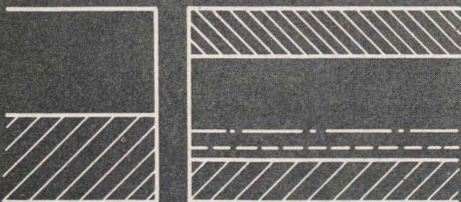
JULI 1964 **13**





KONTAKTIERUNG







VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 386

Dipl. oec. Horst Scholz
Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern Teil 1: Theoretische Betrachtungen 387

Dipl.-Ing. Hans-Dieter Naumann
Künstliche Erdsatelliten als Relaisstationen im transkontinentalen Nachrichtenverkehr 389

Hagen Jakubaschk
Drahtloses Mikrofon mit Tunneldioden-Sender 393

Manfred Seifert
Frequenzverhalten von UKW-Mischschaltungen bei Erwärmung 396

Bauelementeinformationen 2
Ing. Friedrich Jummel
Das Mechanische Einseitenbandfilter MF 450 ± E — 0340 399

Labor- und Berechnungsunterlagen Reaktanzstufen Erweiterte Grundschaltungen (2) 401

F. Steffen
Bauanleitung für einen transistorisierten UKW-Tuner 403

Ing. Helmut Melzer
Kurzzeichen der Halbleitertechnik 404

Dipl.-Ing. B. Ramm
Kapazitätsdioden und ihre Anwendung 407

Ing. W. Rudolph
Transistorisierte Labornetzgeräte für Entwicklung und Service 409

A. Tewes
Neue Lasereinrichtungen 411

Jörg Höppner
Das Halbleiter-Energiebändermodell Teil 3 und Schluß 412

Fachbücher 413

Aus der Reparaturpraxis 415

Martin Jansen
Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien (2) 3. U.-S.

OBSAH

Oznámení a zprávy 386

Dipl. oec. Horst Scholz
K spotřebnímu průzkumu výrobků z oboru elektroakustiky Díl prvý: teoretické úvahy 387

Dipl.-Ing. Hans-Dieter Naumann
Umělé družice Země jako reléové stanice pro mezikontinentální spoje 389

Hagen Jakubaschk
Bezdrátový mikrofon s vysílačem osazeným tunelovou diodou 393

Manfred Seifert
Teplotní závislost frekvence vkv-směšovacích stupňů 396

Informace o stavebních prvcích (2)
Ing. Friedrich Jummel
Elektromechanický SSB-filtr MF 450 ± E — 0340 399

Laboratorní a výpočtové podklady Reaktanční stupně Rozšířená základní zapojení (2) 401

F. Steffen
Stavební návod pro tranzistorizovaný vkv-vstupní díl 403

Ing. Helmut Melzer
Znaky užívané v technice polovodičů 404

Dipl.-Ing. B. Ramm
Diody s napěťově závislou kapacitou a jejich použití 407

Ing. W. Rudolph
Tranzistorizované laboratorní napájecí zdroje pro vývoj a údržbu 409

A. Tewes
Nové laserové systémy 411

Jörg Höppner
Pásový model polovodiče, díl třetí a závěr 412

Odborné knihy 413

Z opravářské praxe 415

Martin Jansen
Nové typy elektronek ze zpřátelených LDS (2) 3. str. obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 386

Диплом-эконом Горст Шольц
К исследованию спроса на электроакустические товары широкого потребления Часть 1-я: Теоретические соображения 387

Диплом-инж. Ганс-Дитер Науман
Использование искусственных спутников Земли для создания межконтинентальных систем радиосвязи 389

Гаген Якубашк
Беспроволочный микрофон с передатчиком на туннельном диоде 393

Манфред Зейферт
Влияние температуры на частотную характеристику смесительных каскадов УКВ приемников 396

Информация о радиодеталях 2
Инж. Фридрих Юммел
Электромеханический фильтр MF 450 ± E — 0340 для однополосных систем 399

Лабораторные и расчетные материалы Реактивные модуляторы Основные схемы (2) 401

Ф. Штеффен
Самодельный высокочастотный блок УКВ приемника на транзисторах 403

Инж. Гельмут Мельцер
Условные обозначения полупроводниковой техники 404

Диплом-инж. Б. Рамм
Варикапы и их применение 407

Инж. В. Рудольф
Транзисторные блоки питания лабораторного назначения 409

А. Тевес
Новые лазерные устройства 411

Ёрг Хёпнер
Зонная схема строения полупроводника, ч. 3-я и окончание 412

Новые книги 413

Из работы ремонтных мастерских 415

Мартин Янзен
Новые типы радиоламп из стран народной демократии (2) 3. стр. о-и

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 386

Dipl. oec. Horst Scholz
On Market Research Relating to Electroacoustic Consumers' Goods Part 1: Principles 387

Dipl.-Ing. Hans-Dieter Naumann
Artificial Earth Satellites as Relay Stations in Transcontinental Communications 389

Hagen Jakubaschk
Wireless Microphone with Tunnel-Diode Transmitter 393

Manfred Seifert
Frequency Behaviour of V. H. F. Converter Stages When Warming Up 396

Component Informations 2
Ing. Friedrich Jummel
The Mechanical Single-Side Band Filter MF 450 ± E — 0340 399

Laboratory and Calculation Data Reactance Stages Enlarged Typical Circuits (2) 401

F. Steffen
Instruction for the Home Construction of a Transistorized V. H. F. Tuner 403

Ing. Helmut Melzer
Symbols of Semiconductor Technique 404

Dipl.-Ing. B. Ramm
Capacity Diodes and their Application 407

Ing. W. Rudolph
Transistorized Laboratory Mains Equipment for Development and Service 409

A. Tewes
New Laser Equipment 411

Jörg Höppner
The Semiconductor Energy-Band Model (Part 3 and Conclusion) 412

Technical Books 413

Repair Practice 415

Martin Jansen
New Tube Types from the People's Democracies (2) 3rd Cover Page

Titelbild: Näheres über die Potentialverhältnisse bei Kontaktierung von Halbleitergrenzflächen finden Sie auf den Seiten 412 und 413

Die KW-Ausbreitung im Mai 1964 und Vorschau für Aug. 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Mai 1964

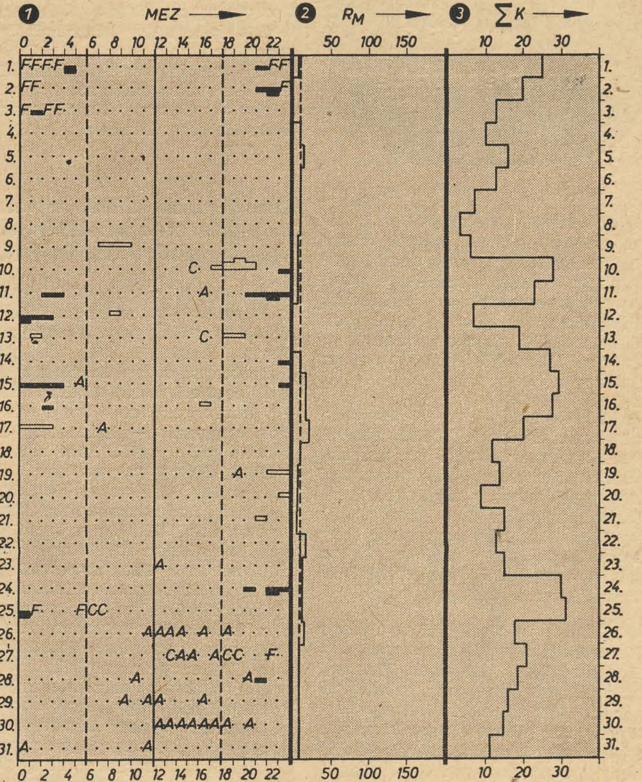
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- + 41% und darüber
- + 31 ··· + 40%
- + 21 ··· + 30%
- + 20 ··· − 18%
- − 21 ··· − 30%
- − 31 ··· − 40%
- − 41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = Streuecho
N = Messung nicht interpretierbar

❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

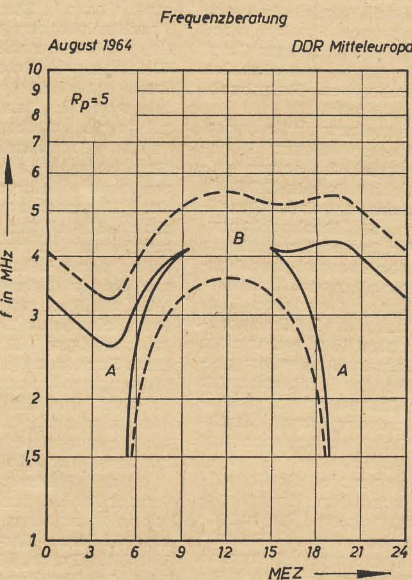
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern



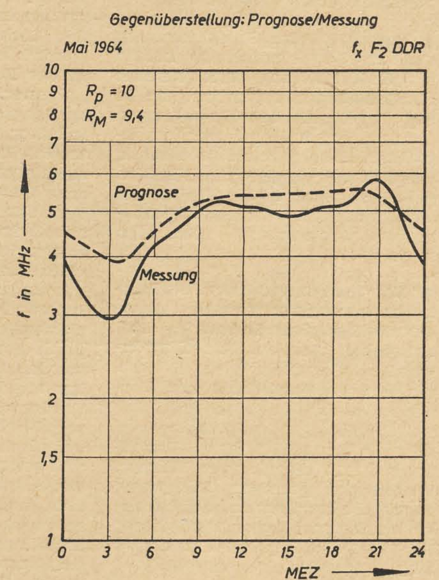
Vorschau für August 1964

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0 ··· 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Frequenzberatung



Gegenüberstellung: Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Der Assistor — ein zukünftiges Halbleiterbauelement?
- Automatische Scharfabstimmung mit Halbleiterdiode
- Bauanleitung für einen volltransistorisierten Fernsteuersender
- Die Siliziumdiode OA 910 — ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung
- Anpassung von Halbwellendipolen an das Energiekabel

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **58%** des **Weltmarktes** der Transistor-Rundfunkempfänger und 70,2% des Weltmarktes von Heimbandgeräten waren 1963 nach Angaben von Majao Tsuchiya, Vizepräsident der japanischen Elektronik-Industrie-Vereinigung, in den Händen der japanischen Industrie.

▼ **Radio Mali** hat in Bamako einen neuen in der ČSSR gebauten Sender in Betrieb genommen, so daß die Station jetzt über zwei Kurzwellensender und zwei Mittelwellensender aus der ČSSR verfügt. Der Sender wurde von tschechoslowakischen Spezialisten gemeinsam mit einheimischen Technikern aufgebaut.

▼ Einem in Belgrad zwischen Vertretern Jugoslawiens und des Sudans abgeschlossenen Vertrag zufolge werden von jugoslawischen Betrieben ein **komplettes Werk für Fernsehausrüstungen** sowie zwei Rundfunksender nach dem Sudan ausgeliefert. Jugoslawien gewährt dem Sudan weiterhin einen Kredit.

▼ Anfang Mai hat Großbritannien von der Sowjetunion die **Lizenz für die Herstellung elektronischer Handprothesen** erworben, die in der Exaktheit der Bewegungen der natürlichen Hand kaum nachstehen. Mit solchen elektronischen Händen soll englischen Kindern geholfen werden, die Opfer des westdeutschen Pseudomedikaments „Contergan" geworden sind.

▼ **Ein Instrument zur Feuchtigkeitsmessung** ist von der Associated Electrical Industries Ltd. entwickelt worden. Das dem Instrument zugrunde liegende Prinzip ist die Ermittlung des Verhältnisses von Eingangs- und Ausgangsfeldstärke elektromagnetischer Mikrowellen beim Durchgang durch einen festen Körper. Wegen der geringen Dämpfung durch die im Grunde meist trokkenen festen Körper wird dieses Verhältnis in direkte Beziehung zum Wassergehalt gebracht.

Laser als Instrument der Zellforschung

Auf einem amerikanischen Ärzte-Kongreß in Atlantic City beschrieb der französische Wissenschaftler Dr. Marcel Bessis Versuche, in denen es gelungen ist, mit einem eng gebündelten Lichtstrahl aus einem Laser-Gerät in das Leben einzelner Zellen einzugreifen. In seinem Vortrag zeigte Dr. Bessis, daß die Zellen nach elektronenmikroskopischen Beobachtungen „innere Organe" haben, die denen der Tiere in mancher Hinsicht ähneln. Ihre Funktionen entsprächen etwa denen des Herzens, der Lungen, der Nieren und der Leber im tierischen Körper. Bessis führte dann einen Film über Laser-Experimente vor, der erkennen ließ, wie einzelne wichtige Organe der Zelle durch einen intensiven gezielten Lichtstrahl getötet werden. Man will mit solchen Versuchen zu Forschungszwecken bestimmte Zellschädigungen künstlich hervorrufen.

Nach Ansicht von Dr. Bessis können die neuen Erkenntnisse vielleicht zu wichtigen Entdeckungen über Zellkrankheiten wie Krebs beitragen.

Ingenieurschule betreut erste funktechnische Satellitenbeobachtungsstation der DDR

„Achtung Mittwoch, 20. Mai 1964, 13 Uhr 54. Wir versuchen, die Signale von Kosmos 30 aufzunehmen". Diese Worte und die charakteristischen Pfeiftöne dieses sowjetischen Erdtrabanten – wiedergegeben von einem Tonbandgerät – kündeten eine Woche später anläßlich ihrer offiziellen Übergabe von der Inbetriebnahme der ersten funktechnischen Satellitenbeobachtungsstation der DDR. Unter dem Dach der Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik im Berliner Stadtbezirk Lichtenberg stehen die Geräte, mit denen von nun an die Funkzeichen der die Erde umkreisenden Flugkörper von Studenten und Lehrkräften dieser Schule empfangen und systematisch registriert werden. Die Weiterverarbeitung dieser Signale mit speziellen Geräten wird Aufschlüsse über den Flugbahnverlauf des beobachteten Satelliten in dem von der Empfangsstation erfaßten Bereich bringen. Die Lichtenberger Station wird somit künftig ein wichtiges Glied in der Kette des internationalen Ephemeridendienstes (Bahnbeobachtungsdienst) sein.

Initiator, Schirmherr und auswertende Institution dieser Beobachtungsstelle ist die astronautische Gesellschaft in der DDR.

Ziel der astronautischen Gesellschaft ist es, die Beobachtungsstation in der Ingenieurschule zu einer zentralen Sammel- und Auswertungsstelle aller von Amateurfunkstationen und anderen Einrichtungen in der DDR sporadisch gemachten Beobachtungen werden zu lassen. Außerdem sollen mit Hilfe der Lichtenberger Station die Methoden zur wissenschaftlich auswertbaren funktechnischen Satellitenbeobachtung erarbeitet werden.

Gegenwärtig werden die Satellitensignale von den Ingenieurschülern mit einem Allwellenempfänger des Typs „Erfurt" empfangen. Der Empfangsbereich dieses Gerätes ist mit 30 MHz nach oben hin begrenzt. Die Satelliten der Kosmos-Serie zum Beispiel sind mit ihren Sendefrequenzen um 20 MHz durchaus zu empfangen. Um jedoch auch außerhalb dieses Frequenzbereiches sendende Satelliten orten zu können, soll ein Frequenzumsetzer (Konverter) gebaut werden, der die Sendefrequenz in den Empfangsbereich des „Erfurt" verlagert.

Die Konstruktion dieses wichtigen Zusatzgerätes soll einem Studenten der Schule als Ingenieur-Abschlußarbeit übertragen werden. Ebenfalls im Rahmen seiner Abschlußarbeit löst ein anderer Student das Problem der Bahnparameterbestimmung der Trabanten mit Hilfe des Dopplereffektes.

Tragbarer Dauerstrich-Gaslaser

Ein neuer nur 1,7 kp schwerer, tragbarer Dauerstrich-Gaslaser wurde von der Firma Sylvania-Vakuumtechnik entwickelt. Der Laser eignet sich besonders zur Untersuchung von Eigenschaften und Anwendungen kohärenten Lichtes. Durch die Einbeziehung der Spiegel des 50 cm langen Laser-Resonanzkreises in den Quarzkolben der Entladungsröhre wurde eine hohe Ausgangsleistung erzielt. Der insgesamt 54 cm lange Laser arbeitet auf den Wellenlängen 6328 und 11 530 Å und ist für fünf verschiedene Erregungsformen ausgelegt: konzentrisch konfokal, halb-konzentrisch, halb-konfokal und planparallel. Die Einheit wird aus dem Lichtnetz betrieben.

Der hohe Druck, der üblicherweise in der Batterie bei Schnellladung entsteht, wird vermieden. Damit kann das Batteriegehäuse leichter als sonst erforderlich gehalten werden. Auch die Kapselung der Anschlüsse vereinfacht sich erheblich. General Electric liefert die NC-Batterie bereits serienmäßig in fünf verschiedenen Ausführungen. Diese sind zunächst für Geräte der militärischen und kommerziellen Elektronik gedacht, wobei die Listenpreise zwischen 125 und 250 Dollar je Stück liegen.

Kurz nach der Veröffentlichung über die neue NC-Batterie von General-Electric wurde von einer weiteren USA-Firma, der Gulton Industries Inc., bekanntgegeben, daß auch sie eine neue NC-Batterie entwickelt hat, die eine Ladezeit von 50 Minuten haben soll.

Direktverbindung Moskau — Leipzig!

Die neueste Fach- und wissenschaftliche Literatur in Originalsprache aus der Sowjetunion ist jetzt in kürzester Zeit in der Internationalen Buchhandlung Leipzig erhältlich. Auf Wunsch erfolgt ständige Zustellung der neuesten Angebotsliste.

Ständige Ausstellung
Fach- und wissenschaftlicher Literatur aus der Sowjetunion
Leipzig C 1, Petersstr. 13, Telefon 27 080

A. A. Blagonrawow: Nachrichtensatelliten müssen allen Ländern zur Verfügung stehen

Das System von Fernmeldesatelliten für die weltweite Übermittlung von Fernsehsendungen, Rundfunkübertragungen, Telegrafie- und Fernschreibsendungen, Bildfunk und Telefongesprächen, das innerhalb der nächsten Jahre geschaffen werden wird, müsse allen Staaten ohne irgendwelche Diskriminierungen zugänglich und nutzbar sein. Dieser neue Faktor auf dem Gebiet des Fernmeldewesens soll zu einem Mittel der friedlichen Zusammenarbeit und Annäherung unter den Völkern werden, keiner Nation Schaden oder Nachteile zufügen und die Interessen jedes einzelnen Landes nicht beeinträchtigen. Diese grundsätzliche Forderung erhob Prof. A. A. Blagonrawow auf der gegenwärtig in Genf stattfindenden Tagung des wissenschaftlich-technischen Unterausschusses des UNO-Ausschusses für die friedliche Nutzung des Weltraumes.

An der Arbeit des UNO-Unterausschusses nahmen Delegierte aus 28 Ländern, darunter aus der UdSSR, Polen, Bulgarien, den USA, Großbritannien, Frankreich, der VAR, Indien sowie Vertreter internationaler meteorologischer Organisationen teil.

Neue Akkumulatoren mit extrem kurzer Ladezeit

Die Batteriefabrik des amerikanischen Elektrokonzerns General Electric Co hat einen neuartigen Nickel - Cadmium - Akkumulator herausgebracht, bei dem die herkömmliche Ladezeit von 15 Stunden auf weniger als 1 Stunde herabgedrückt werden konnte. Diese neue NC-Batterie besitzt eine Hilfselektrode, mit der der Ladevorgang so gesteuert werden kann, daß der Ladestrom gesenkt oder abgeschaltet wird, bevor sich in der Batterie größere Sauerstoffmengen bilden können.

Fernbeobachter und Fernseh-Mikroskop — neue Geräte der industriellen Fernsehtechnik

Eine außerordentlich kleine Fernsehkamera, die kaum soviel Raum einnimmt wie ein sehr dickes Buch, gehörte zu den Ausstellungsstücken der Siemens-Werke auf der Industriemesse in Hannover. Die vollständig transistorisierte Kamera ist für technische und industrielle Zwecke vorgesehen und überträgt das aufgenommene Bild über eine spezielle Leitung ohne Umweg über Impuls- oder Verstärkerzentralen direkt auf den Bildschirm des Sichtgerätes. Eine Lichtwertautomatik paßt die Optik des Aufnahmegerätes an die jeweiligen Lichtverhältnisse an. Der Abstand zwischen Bildaufnahmeröhre und Objektiv läßt sich entsprechend den Erfordernissen regulieren.

Als Anwendungsgebiete der Kamera werden vor allem die Überwachung bestimmter Vorgänge oder Orte genannt. So soll sich das Gerät zur Beobachtung von Ein- und Ausfahrten, von Parkplätzen, Lagerräumen, Transportbändern und Fertigungsvorgängen, aber auch zur Diebstahlssicherung in Verkaufs-, Ausstellungs- und Kassenräumen eignen.

Ein weiteres, in Hannover gezeigtes Gerät der industriellen Fernsehtechnik war das Fernseh-Mikroskop. Das Gerät dient zur Beobachtung kleinster Teile bei bestimmten Fertigungsprozessen der Mikrominiaturtechnik. Die ständige Kontrolle mit einem gewöhnlichen Mikroskop ist sehr ermüdend und kann leicht zum Übersehen von Materialfehlern führen. Das aus einem speziellen Mikroskop und einer Fernsehkamera kombinierte Gerät ist auch sehr gut geeignet, einem größeren Personenkreis das gleichzeitige Beobachten des mikroskopischen Bildes zu ermöglichen, denn bis zu 20 in beliebigen Räumen aufzustellende Wiedergabegeräte lassen sich an das Fernsehmikroskop anschließen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. JULIHEFT **13** 1964

Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern

Teil I: Theoretische Betrachtungen

Dipl. oec. HORST SCHOLZ, Institut für Bedarfsforschung Leipzig

In der elektroakustischen Konsumgüterindustrie wurde der Bedarfsforschung bis zum Jahre 1962 recht wenig Aufmerksamkeit gewidmet. Diese Feststellung trifft sowohl für die Konsumgüterindustrie als auch für den Handel zu.

Diese Vernachlässigung der Bedarfsforschung beruhte vor allem auf der Tatsache, daß bis zu Beginn des Jahres 1963 die Marktlage bei elektroakustischen Konsumgütern unproblematisch erschien. Daß die Bedarfsforschung eine wichtige Voraussetzung für die bedarfsgerechte Versorgung der Bevölkerung im Inland und die Erreichung guter ökonomischer Ergebnisse der Betriebe der Produktion und des Handels ist, wurde zum großen Teil nicht erkannt. Es wurde angenommen, daß sich — solange die produzierten Mengen den Bedarf nicht abdecken und diese Mengen in Umfang und Struktur sofort verkauft werden — die Erforschung des Bedarfs erübrigen würde.

Das Hauptaugenmerk wurde daher auf eine durchschnittliche mengenmäßige Erhöhung oder Veränderung der Produktion gelegt. Die strukturelle Entwicklung des Bedarfs, so z. B. die Forderung nach veränderter qualitativer Ausrüstung der Geräte bei Erreichen einer bestimmten Sättigungsgrenze des Bedarfs, wurde nur ungenügend berücksichtigt. Das führte so weit, daß der Großhandel keine regelmäßigen Marktanalysen anfertigte und die Konsumgüterindustrie nur den Großhandel als ihren Abnehmer ansah. Wie sich der Verbrauch der Bevölkerung tatsächlich entwickelte, wurde nur in seltenen Fällen untersucht.

Diese Situation änderte sich im Jahre 1963 durch die schlagartig neuentstandene Marktsituation bei elektroakustischen Konsumgütern, insbesondere bei Rundfunkempfängern. Die ersten bescheidenen Schritte in Richtung einer direkten Bedarfsforschung und Marktbeobachtung wurden getan. Allerdings stand hier der ökonomische Zwang dahinter — leider mußte es erst soweit kommen.

Das neue ökonomische System der Planung und Leitung der Volkswirtschaft verlangt, daß in Zukunft die Konsumgüterproduktion ihr Fertigungsprogramm sowie die Absatzplanung und der Handel seine gesamte Handelstätigkeit nach den konkreten Marktdaten auszurichten haben. Dazu ist eine genaue Kenntnis der jeweiligen Marktlage und der Bedarfsentwicklung erforderlich. Um dieses Ziel zu erreichen, haben beide — Produktion und Handel — eine allseitige Bedarfsforschung durchzuführen.

In der operativen Bedarfsforschung liegt der Schwerpunkt der Arbeit beim Handel. Der Handel muß regelmäßig Marktanalysen erarbeiten und deren Ergebnisse der Konsumgüterproduktion übermitteln. Die Produktion sollte in der operativen Bedarfsforschung vor allem ihre Absatzbeziehungen zum Großhandel, zu den Direktbeziehern sowie den Verkauf in den Industrieläden untersuchen. Darüber hinaus ist sehr gründlich die Bestandsentwicklung der einzelnen Gerätekategorien (z. B. Groß-, Mittel-, Klein-, Kleinstsuper) und Gerätetypen beim Großhandel zu verfolgen. Das muß in der Produktion ebenfalls in Form von Marktanalysen geschehen. Mit den Marktanalysen wird in erster Linie erreicht, daß die vergangenen Marktprozesse allseitig untersucht und daraus wertvolle Hinweise für die Bedarfslage in den folgenden Zeiträumen gewonnen werden.

Auf die Marktbeobachtung und Marktvorbereitung über die Industrieläden und Testverkaufsstellen bei der Einführung neuer oder veränderter Waren möchte ich in diesem Zusammenhang nicht eingehen.

Den Aufgaben der Bedarfsforschung für die Jahres- und Perspektivplanung[1]) der Konsumtion hat die Produktion die größte Aufmerksamkeit zu widmen. Von ihren Ergebnissen hängt es maßgeblich ab, inwieweit eine Kontinuität und Stabilität der Fertigung sowie die Auflegung rentabler Losgrößen für bestimmte Gerätekategorien erreicht werden kann.

Die Bedarfsforschung für die bedarfsgerechte Jahresplanung hat in der Konsumgüterproduktion und im Handel im gleichen Umfang und in gleicher Intensität zu erfolgen. Die Ergebnisse aus der Produktions- und Zirkulationssphäre sind dann abzustimmen und in einem gemeinsamen Konsumgüterprogramm zu vereinen und festzulegen. Das deshalb, damit durch die Abstimmung und Zusammenarbeit zwischen Produktion und Handel das optimale Ergebnis der Bedarfsforschung erreicht wird. In der Erforschung des Bedarfs sind bestimmte Spezifika bei den Partnern vorhanden. So werden die Fragen der technischen Entwicklung, des Gebrauchswertes, der Nutzungsdauer usw. bei der Produktion, und die Fragen der Verkaufsbedingungen, der territorial unterschiedlichen Streuung, des Absatzes alter Bestände usw. beim Handel jeweils eine stärkere Rolle spielen. Diese unterschiedlichen Gesichtspunkte müssen in vollem Umfang berücksichtigt werden.

Die perspektivische Bedarfsforschung baut auf den Ergebnissen der Untersuchungen für die bedarfsgerechte Jahresplanung auf. Sie hat die Aufgabe, die langfristigen Tendenzen der Bedarfsentwicklung aufzudecken und über einen langen Zeitraum einzuschätzen.

Im Prinzip fallen die Aufgaben dieser Arten der Bedarfsforschung zusammen. Die perspektivische Forschung unterscheidet sich hauptsächlich darin von der Jahresforschung, daß die Einschätzung des Bedarfs in allgemeiner Form erfolgt und sich nur auf Warengruppen oder wenige Einzelpositionen erstreckt. Folglich gibt es auch in den Faktoren, die in ihrer Wirkung auf den Bedarf zu untersuchen sind, keine größeren Unterschiede.

Auf die Probleme der Bedarfsforschung für die Jahres- und Perspektivplanung soll in diesem Beitrag das Hauptaugenmerk gelenkt werden. Zur Vereinfachung der Darstellung wird im folgenden für die beiden Arten der

[1]) Zu den Arten der Bedarfsforschung vergleiche auch: Albrecht, Dietrich, Matterne: Organisation und Methoden der Bedarfsforschung. Schriftenreihe „Der Handel" H. 12 S. 17/18, Verlag Die Wirtschaft, Berlin.

Bedarfsforschung (für Jahres- und Perspektivplanung) der allgemeine Begriff „Bedarfsforschung" verwendet.

Faktoren und Faktorengruppen der Verbrauchsanalyse

Was ist bei einer systematischen und zielstrebigen Erforschung des Bedarfs im Inland zu berücksichtigen?

Eine der wichtigsten Aufgaben der Bedarfsforschung ist die genaue Kenntnis des bisherigen Verbrauchs der Bevölkerung — der befriedigten Nachfrage.

Die Unterlagen und das Zahlenmaterial über den bisherigen Verbrauchsumfang und seine Struktur sind aus den Absatzkennziffern der Produktionsbetriebe, dem Einzel- und Großhandelsumsatz, der Bestandsentwicklung in der Produktions- und Zirkulationssphäre, der Umschlagszeit der Waren sowie aus weiteren betrieblichen Statistiken zu entnehmen.

Die Kennziffern und Materialien bilden aber nur den Ausgangspunkt für eine Analyse. Sie geben nicht darüber Auskunft, durch welche Einflüsse und Spezifika der Verbrauch in welchem Maße beeinflußt wurde. Das ist Aufgabe der Verbrauchsanalyse.

Die Verbrauchsanalyse ist sehr detailliert zu erarbeiten, da erst eine tiefgehende Untersuchung des Gesamtverbrauchs einer Erzeugnisart oder einer elektroakustischen Ware begründete Schlußfolgerungen auf Verbrauchstendenzen in Umfang und Struktur zuläßt. Die Verbrauchsanalyse sollte daher grundsätzlich auf der Basis einer Faktorenanalyse[2]) aufgebaut sein.

In der Analyse des Bevölkerungsverbrauchs müssen meines Erachtens die bedarfswirksamen Faktoren, die aus natürlichen oder gesellschaftlichen Einflüssen resultieren und sich unmittelbar auf die Verbrauchsgröße, das Verbrauchsniveau und deren Entwicklung auswirken, untersucht werden. Hierbei ist nach Faktorengruppen und Einzelfaktoren zu unterscheiden.

Der gegenwärtige Stand der Bedarfsforschung und der analytischen Tätigkeit erlaubte den Betrieben der elektroakustischen Konsumgüterindustrie und des Handels bisher, nur nach groben Faktorengruppen zu analysieren. Eine tiefgehende Analyse nach Einzelfaktoren, die sich vor allem auch auf bestimmte Elemente des Verbrauchs- oder Absatzprozesses richtet, wurde von diesen Institutionen bisher nicht erarbeitet.

Auf den Verbrauch der Bevölkerung wirken bei elektroakustischen Erzeugnissen vor allem folgende Faktoren ein, die in ihrer Reihenfolge und ihrem Wirkungsgrad von den jeweiligen gesellschaftlichen und natürlichen Einflüssen und Entwicklungsprozessen abhängig sind:

Faktorengruppe: Reihenfolge der Bedürfnisbefriedigung

Der Platz in der Reihenfolge der Bedürfnisbefriedigung ist ein wesentlicher Faktor für die Herausbildung des Bedarfs. Diese Reihenfolge ist in Abhängigkeit vom Einkommensniveau ein fließender Prozeß. So treten z. B. die Rundfunkempfänger bei allen sozialen Schichten der Bevölkerung in der DDR bereits unmittelbar nach den notwendigsten Waren des Bedürfniskomplexes „Wohnen" auf, Fernsehempfänger dagegen erst bei bestimmten Teilen des Haushalts hinter dem Komplex „Wohnen", und die Geräte der Magnetton- und Nadeltontechnik noch wesentlich später.

Ist bei den in der Reihenfolge vorangehenden Bedürfnissen eine gewisse Bedarfssättigung erreicht, so erhöht sich der Anteil solcher Waren am Verbrauch, die in der Reihenfolge einen höheren Platz einnehmen. Die Bestimmung der entsprechenden Zeiträume ist von großer Bedeutung für den Umfang und die Struktur des Bedarfs.

Faktorengruppe: Ausstattung der Haushalte und bestimmter Bevölkerungsgruppen

Dazu gehören solche Einzelfaktoren wie die Ausstattung mit Heim- und Reiserundfunkgeräten, mit Erst-, Zweit- oder Drittgeräten, deren technische Auslegung usw. Diese Untersuchung gibt darüber Auskunft: Wie ging die Ausstattung vor sich (welche Zuwachsraten und welcher Trend), wie hoch ist das Ausstattungsniveau, worin bestehen Verbrauchsgewohnheiten und treten sie territorial unterschiedlich auf, wo sind Lücken in der Ausstattung und wie können diese für den künftigen Bedarf beeinflußt werden usw.

Faktorengruppe: Nutzungsdauer der Geräte

Die Kenntnis der Wirkung dieser Faktoren ist die Grundlage für die Berechnung des Ersatzbedarfes, die Einschätzung der Funktionstüchtigkeit und Reparaturanfälligkeit sowie der damit verbundenen Kostengröße für den Konsumenten, für die Volkswirtschaft und die Rentabilität der Ersatzteilproduktion der Betriebe.

Hierzu gehören die Einzelfaktoren: Technische Lebensdauer einzelner Bauelemente und des ganzen Gerätes, Betriebsstunden im Haushalt, physischer Verschleiß, moralischer Verschleiß usw.

Faktorengruppe: Demographische Entwicklung in der DDR

An Einzelfaktoren gehören die Anzahl und die Struktur der Haushalte, die Entwicklung bestimmter Bevölkerungs- oder Altersgruppen, die Entwicklung der Eheschließungen, die soziale Schichtung der Bevölkerung usw. dazu.

Hieraus kann der Ausstattungsbedarf auf Grund der jährlichen Eheschließungen und der Stärke bestimmter Bevölkerungsgruppen (Reiseempfänger) berechnet werden.

Diese Einzelfaktoren sind in ihrer Wirksamkeit vor allem im Zusammenhang mit den Faktoren des Familieneinkommens und den Ausgaben der Haushalte zu untersuchen.

Faktorengruppe: Einkommen der Haushalte

An Faktoren sind hier zu untersuchen: die allgemeine Einkommensentwicklung, Einkommensstruktur nach sozialen Schichten, Ausgaben der Haushalte nach Einkommensgruppen, Nachfrageelastizität bei Veränderung des Einkommens usw. Aus der Analyse dieser Faktoren ist ersichtlich, wie die einzelnen sozialen Schichten der Bevölkerung, untergliedert nach Einkommensgruppen, am Verbrauch beteiligt sind, wieviel Ausgaben sie jährlich tätigen, wo die Verbrauchergrenze für bestimmte Geräte — z. B. Fernsehempfänger, Tonbandgeräte oder elektrische Plattenspieler — liegt, wie sich die Nachfrage bei Einkommensveränderungen entwickelt usw.

Faktorengruppe: Preise und Zahlungsbedingungen

Einzelfaktoren: Preisentwicklung, Preisrelationen zu anderen Konsumgütern, Entwicklung der Selbstkosten bei entsprechender Losgröße, Kostenanalysen, Auswirkung von Teilzahlung oder Kreditverkauf usw.

Diese Untersuchungen geben vor allem über die Auswirkungen von Zahlungs- und Preisbedingungen auf den Konsumentenkreis, auf die vorhandenen Bedürfnisse und auf eine eventuelle Verschiebung oder Erweiterung einkommensbedingter Verbrauchergrenzen Auskunft. Darüber hinaus muß hier die Entwicklung der Preise in Abhängigkeit von den Selbstkosten bei entsprechender Losgröße analysiert werden.

Faktorengruppe: Sende- und Empfangstechnik

Hierzu gehören der Ausbau und die Reichweite des Rundfunksendernetzes, des Fernsehsendernetzes unter besonderer Berücksichtigung der allseitigen senderseitigen territorialen Versorgung bei normalem Empfangsantennenaufwand durch Groß- und Kleinsender, Kanalumsetzer und Umlenkantennen, ferner die Veränderung und Verbesserung der Übertragungs- und Empfangstechnik, der gesamte technische Fortschritt bei den Empfangsgeräten usw.

Die Faktoren dieser Gruppe haben einen wesentlichen Einfluß auf den bisherigen Verbrauch und den künftigen Bedarf.

Die Aufzählung erhebt keinen Anspruch auf Vollzähligkeit. Es sollte anhand von Beispielen die Problematik aufgezeigt werden. Bei jeder Verbrauchsanalyse können weitere Faktorengruppen und Einzelfaktoren bedarfswirksam auftreten. Das können der Kunden- und Servicedienst, die Substitution der Geräte, der Ausleihdienst, der Verbrauch nach Waren, die in der Reihenfolge der Bedürfnisbefriedigung gleichgelagert sind, die Werbung, das Zubehör- und Nachfolgesortiment (z. B. Schallplattenrepertoire) und andere sein.

Eine Aufzählung der Faktoren in der Reihenfolge ihres Wirkungsgrades auf den Bedarf ist nur sehr schwer möglich. Diese Reihen-

---

[2]) Zur Faktorenanalyse vgl. auch: Behrens, Fritz: Faktorenanalyse und Zeitsummenmethode. Einheit 17 (1962) H. 12 S. 37. In diesem Artikel untersucht Prof. Behrens Probleme der Messung der Arbeitsproduktivität und definiert dabei die Begriffe Faktoren und Faktorenanalyse. Er schreibt: „Wir unterscheiden Bedingungen, Faktoren und Effekte der Arbeitsproduktivität ... Unter den Faktoren der Arbeitsproduktivität verstehen wir alle diejenigen Einflüsse, die unmittelbar auf das Niveau und die Entwicklung der Arbeitsproduktivität einwirken. Wir unterscheiden Einzelfaktoren und Faktorengruppen ..." Über die Aufgabe der Faktorenanalyse wird u. a. folgendes gesagt: „Sie muß ... auf der Grundlage eines ökonomisch begründeten Kennziffernsystems die Faktoren und Effekte so quantifizieren, daß ihr Anteil an der Entwicklung der Arbeitsproduktivität ersichtlich wird." Im vorliegenden Artikel werden diese Begriffe sinngemäß auf die Probleme der Verbrauchsanalyse angewandt.

folge kann zeitlich und örtlich unterschiedlich sein. Es kann unter Umständen sogar eine Umkehrung auftreten. Gleichfalls darf keine isolierte Betrachtung der Faktoren erfolgen, da viele von ihnen im Zusammenhang wirken oder sich gegenseitig ergänzen. Die Wirksamkeit auf den Verbrauch ist komplex zu untersuchen.

Die Erarbeitung der Bedarfsprognose

Ein weiterer wesentlicher Bestandteil der Bedarfsforschung ist die Erarbeitung einer Bedarfsprognose. Die Verbrauchsanalyse ist die Grundlage für die Aufstellung der Bedarfs- oder Absatzprognose für den Inlandmarkt. Auf einer solchen Basis kann die wahrscheinliche weitere Bedarfsentwicklung berechnet werden.
Aufbauend auf der Verbrauchsanalyse wird die Bedarfsprognose unter Berechnung oder Einschätzung des voraussichtlichen künftigen Wirkungsgrades der in der Analyse untersuchten Faktoren und abzusehender neuer Faktoren ermittelt.

Unter Berücksichtigung dieser Teile, und nur, wenn die weitere Entwicklung der Faktoren wie eingeschätzt oder berechnet erfolgt, ist eine Prognose über einen längeren Zeitraum richtig. Jede eintretende Veränderung ruft eine Veränderung in den Ergebnissen der Prognose hervor. Eine ständige Aufgabe der Bedarfsforschung ist es deshalb, die weitere Entwicklung der Bedarfsfaktoren fortlaufend zu beobachten und die Ergebnisse der Prognose zu korrigieren. Es wäre falsch, an einmalig erarbeiteten Bedarfsprognosen festzuhalten und sie für einen längeren Zeitraum ohne Überprüfung zum Dogma zu nehmen.

Gleichfalls ist die zum Teil verbreitete Meinung eine Illusion, daß die Bedarfsprognose bis in die kleinste Wert- oder Mengeneinheit sehr genaue Angaben liefern muß. Das von einer Bedarfsprognose für Konsumgüter zu fordern, ginge entschieden zu weit.

Die Bedarfs- oder Absatzprognose gestattet Näherungswerte — und zwar zum überwiegenden Teil sehr gute. Wird dies erreicht, so hat sie ihre Aufgabe voll gelöst.

Für die Lösung der Aufgaben der Bedarfsforschung kann es außerdem keine einfachen und allgemeingültigen Rezepte (z. Z. auch keine mathematischen) geben.

Zusammenfassung

In den Darlegungen kam es in erster Linie darauf an, die in den Aufgabenbereichen der Bedarfsforschung auftretende Problematik und in diesem Zusammenhang einige Schwerpunkte aufzuzeigen. Mit der Unterschätzung der Bedarfsforschung in den wirtschaftsleitenden Organen, den Produktionsbetrieben und im Handel — auch von der personellen Besetzung her — ist schnellstens zu brechen, wenn bald wesentliche Fortschritte erzielt werden sollen.

Wird fortgesetzt

Künstliche Erdsatelliten als Relaisstationen im transkontinentalen Nachrichtenverkehr

Dipl.-Ing. HANS-DIETER NAUMANN

Neben den Wetter- und Navigationssatelliten gehören die Nachrichtensatelliten zu den Anwendungsgebieten der Raumfahrttechnik, die schon in allernächster Zukunft einen unmittelbaren ökonomischen Nutzen ergeben können. Amerikanische Raumfahrtwissenschaftler rechnen damit, daß schon im Jahre 1975 der größte Teil der Ausgaben für die Raumfahrttechnik aus den Einnahmen der bis dahin geschaffenen Nachrichtensatellitensysteme gedeckt werden kann. Wenn diese Angaben bei dem gegenwärtigen Stand der Satellitentechnik auch noch gewagt erscheinen mögen, so steht doch fest, daß Nachrichtensatelliten in wenigen Jahren eine große Bedeutung für den interkontinentalen Nachrichtenverkehr haben werden und zur Beseitigung des heute noch bestehenden Mangels an Übertragungswegen führen können. Im folgenden Beitrag sollen deshalb einige Grundprobleme und Möglichkeiten der Nachrichtensatellitentechnik behandelt werden.

Zum Stand der Richtfunktechnik

Die Grundaufgabe der Nachrichtentechnik ist die Übertragung von Informationen zwischen beliebig weit voneinander entfernten Orten. Hinsichtlich der Übertragungswege existieren dabei zwei grundsätzliche Möglichkeiten, einmal die drahtgebundene, zum anderen die drahtlose Nachrichtenübertragung. Beiden gemeinsam ist die entfernungsmäßige Begrenzung einer Übertragungsstrecke. Die Überbrückung größerer Entfernungen ist deshalb in beiden Fällen nur durch den Einsatz von Zwischenstationen möglich, die die ankommenden Signale verstärken und umsetzen bzw. lediglich umlenken und wieder aussenden. In der drahtgebundenen Nachrichtentechnik führte diese Tatsache zum Einsatz ferngespeister Kabelverstärker mit Langlebensdauerbauelementen, die weitgehend wartungsfrei sind. In der drahtlosen Richtfunktechnik werden sogenannte Relaisstationen eingesetzt, die auf Grund der hier zur Anwendung kommenden sehr hochfrequenten Wellen auf optische Sichtweiten voneinander entfernt sind. Die durchschnittlichen Entfernungen liegen in der Praxis bei 50 bis 60 km. Die Notwendigkeit dieser Relaisstationen führt nun zu einer Begrenzung der Einsatzmöglichkeiten von Richtfunkgeräten. Eine Richtfunkstrecke kann grundsätzlich nur dann errichtet werden, wenn die territorialen Eigenheiten des nachrichtentechnisch zu überbrückenden Gebietes dem bautechnischen Aufwand, den Relaisstationen meist erfordern, gewachsen sind. Im transozeanischen Nachrichtenverkehr sind deshalb außer den troposphärischen, ionosphärischen und meteoritischen Scatterverbindungen sowie den Erde-Mond-Erde-Verbindungen die Tiefseekabel die bisher einzigen ständig zur Verfügung stehenden Nachrichtenübertragungswege. Sie können jedoch in Zukunft den transozeanischen Nachrichtenverkehr, der sowohl den Fernsprechverkehr als auch die Übertragung von Rundfunk- und Fernsehprogrammen umfaßt, bei einem vertretbaren Aufwand nicht allein bewältigen.

Aus diesem Grunde wurden bereits vor dem Start des 1. künstlichen Erdsatelliten Projekte diskutiert, die die Verwendung künstlicher Flugkörper als Nachrichtenrelaisstationen vorsahen. So wurde vor etwa zehn Jahren erwogen, mit Hilfe von Flugzeugen, die die Funktion von aktiven Relaisstationen ausüben sollten, ständige Funkverbindungen zwischen Europa und Amerika herzustellen [1]. Vorgesehen waren zwei Staffeln zu je 15 Flugzeugen, die in 6 km Höhe im Ringverkehr mit 300 km gegenseitigem Abstand ständig über dem Atlantik kreisen sollten. Dieses Projekt wurde jedoch nicht verwirklicht.
Durch den Einsatz künstlicher Satelliten bietet sich aber eine für die Zukunft bedeutungsvolle Möglichkeit für die Schaffung künstlicher Relaisstationen in der hohen Atmosphäre.

Der Sichtbarkeits- oder Überstrahlungsbereich von Nachrichtensatelliten

Grundsätzlich kann die Entfernung zweier Orte, zwischen denen unter Ausnutzung eines künstlichen Satelliten als Relaisstation eine Nachrichtenverbindung hergestellt werden soll, um so größer sein, je höher die Bahn des

Satelliten verläuft. Zieht man von einem zunächst als ruhend angenommenen Satelliten alle Tangenten an die vollkommen kugelförmig gedachte Erdoberfläche, so ergibt die Gesamtheit aller Berührungspunkte der Tangenten mit der Erdoberfläche einen Kreis, der den Sichtbarkeits- oder Überstrahlungsbereich des Satelliten auf der Erdoberfläche begrenzt. Alle auf und innerhalb des Kreises gelegenen Orte können miteinander Nachrichtenverbindung über den Relaissatelliten aufnehmen, sofern dieser eine entsprechende Antennencharakteristik hat. Der Radius dieses Kreises ergibt sich mit den Bezeichnungen nach Bild 1 zu

$$r = \frac{r_o}{r_o + h} \sqrt{2\,r_o h + h^2} \qquad (1)$$

Die größte Entfernung auf der Erdoberfläche, die unter Anwendung des Satelliten nachrichtentechnisch überbrückt werden kann, ist

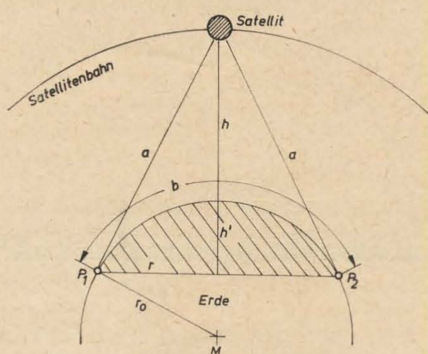


Bild 1: Der Sichtbarkeitsbereich eines Nachrichtensatelliten

gegeben durch den Bogen b, der durch zwei diametral gegenüberliegende Punkte P_1 und P_2 auf dem Kreis begrenzt wird. Es gilt

$$b = 2\,r_o \cdot \arccos \frac{r_o}{r_o + h} \qquad (2)$$

Die Entfernung dieser Punkte zu dem Satelliten ist

$$a = \sqrt{h\,(2\,r_o + h)} \qquad (3)$$

und damit die Laufzeit der elektromagnetischen Wellen von P_1 nach P_2 über den Satelliten

$$\tau = 2 \cdot \frac{\sqrt{h\,(2\,r_o + h)}}{c} \qquad (4)$$

c = Lichtgeschwindigkeit.

Die gesamte Fläche des Überstrahlungsbereiches ergibt sich mit der Höhe

$$h' = \frac{r_o \cdot h}{r_o + h} \qquad (5)$$

der Kugelkappe zu

$$F_ü = 2\,\pi\,r_o \cdot \frac{r_o \cdot h}{r_o + h} \qquad (6)$$

Mit der gesamten Erdoberfläche

$$F_o = 4\,\pi\,r_o^2 \qquad (7)$$

wird der relative Überstrahlungsbereich

$$f_ü = \frac{F_ü}{F_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{h}{r_o + h} \qquad (8)$$

Die Darstellung dieser Funktion zeigt Bild 2. Man erkennt, daß für $h \to \infty$ $f_ü \to 0{,}5$ geht.

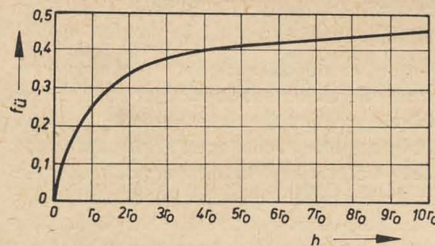


Bild 2: Relativer Überstrahlungsbereich von Nachrichtensatelliten als Funktion der Bahnhöhe

Das heißt, daß ein Nachrichtensatellit in sehr großer Höhe maximal die halbe Erdoberfläche überstrahlen kann. r geht dann gegen r_o. Für alle endlichen Werte von h ist $f_ü$ kleiner als 0,5 und r kleiner als r_o.

Nachrichtensatellitentypen

Man kann verschiedene Nachrichtensatellitensysteme einmal nach der Art der Verarbeitung der Signale durch den Satelliten in passive und aktive, zum anderen nach den Bewegungsverhältnissen in stationäre (synchrone) und nichtstationäre Satelliten unterscheiden.

Passive Relaissatelliten dienen lediglich als Reflektoren für elektromagnetische Wellen. Sie bestehen aus gasgefüllten Kunststoffballons, die zur Erzielung günstiger Reflexionseigenschaften mit einer metallisierten Oberflächenschicht versehen sind. Passive Nachrichtensatelliten haben den Vorteil geringer Störanfälligkeit infolge Fehlens elektronischer Ausrüstungen. Bei entsprechender Stabilität des Ballons haben sie eine hohe Lebensdauer. Außerdem ermöglichen sie Veränderungen der Betriebsfrequenzen, solange die Bedingung $\lambda < d$ erfüllt ist (λ = Betriebswellenlänge, d = Ballondurchmesser). Ihr Hauptnachteil ist die ungünstige Leistungsbilanz, auf die der Satellit selbst nur durch seinen Querschnitt Einfluß hat. Der Leistungspegel ist im wesentlichen nur von der Sendeleistung der Bodenstation abhängig.

Aktive Satelliten verfügen über Empfangs-, Umsetzer- und Sendeeinrichtungen. Sie verbessern die Leistungsbilanz einer Satellitennachrichtenstrecke durch eine Regeneration des Signalpegels. Ihr Hauptnachteil ist der höhere Aufwand hinsichtlich der elektronischen Geräte, der Energieversorgungsanlagen und der Startraketen sowie die dadurch bedingte größere Störanfälligkeit. Eine hohe Zuverlässigkeit ist eines der Hauptprobleme bei der Entwicklung von Nachrichtensatelliten. Durch die Auslegung der im Satelliten eingebauten Relaisstation ist außerdem eine bestimmte Betriebsfrequenz vorgeschrieben.

Hinsichtlich der Bewegungsverhältnisse ist zwischen stationären oder synchronen und nichtstationären, bewegten Satelliten zu unterscheiden. Die Umlaufzeit T_u eines Satelliten hängt bekanntlich von der Bahnhöhe h ab. Je höher die Bahn verläuft, um so langsamer bewegt sich der Satellit und um so länger befindet er sich im Sichtbereich einer irdischen Bodenstation. Für die Kreisbahngeschwindigkeit eines Satelliten der Bahnhöhe h über der Erdoberfläche gilt [2]

$$v_K = \sqrt{g\,(r_o + h)}\,, \qquad (9)$$

wobei g die Erdbeschleunigung in der Entfernung h von der Erdoberfläche ist:

$$g = \gamma \cdot \frac{M}{(r_o + h)^2} \qquad (10)$$

M = Erdmasse

γ = Gravitationskonstante

Während eines Umlaufes legt der Satellit die Strecke

$$s = 2\,\pi\,(r_o + h) \qquad (11)$$

zurück. Damit wird dann die Umlaufzeit

$$T_u = \frac{s}{v_K} \qquad (12)$$

oder

$$T_u = \frac{2\,\pi\,(r_o + h)}{\sqrt{g\,(r_o + h)}} \qquad (13)$$

oder mit (10)

$$T_u = \sqrt{\frac{4\,\pi^2\,(r_o + h)^3}{\gamma \cdot M}} \qquad (14)$$

Die Umlaufzeit eines Satelliten ist demnach unabhängig von seiner eigenen Masse.

Benötigt ein Satellit für einen vollen Umlauf in der Bahn die gleiche Zeit wie die Erde für eine volle Umdrehung um ihre Achse und befindet sich die Bahn des Satelliten in der Äquatorebene, so steht der Satellit für einen irdischen Beobachter still. Aus Gl. (14) erhält man für T_u = 24 Stunden die Bahnhöhe zu $h \approx 35\,800$ km. Der Sichtbereich eines solchen Satelliten beträgt $f_ü = 0{,}43$. Derartige Satelliten nennt man synchrone oder stationäre Satelliten. Mit drei gegeneinander um 120° versetzten Synchronsatelliten können etwa 95 % der Erdoberfläche, also außer den Polargebieten die gesamte Erde, erfaßt werden (Bild 3). Ein solches System erscheint deshalb für einen weltumspannenden Nachrichtenverkehr sehr geeignet. Es gewährleistet darüber hinaus den im Weitstreckennachrichtenverkehr erforderlichen kontinuierlichen Betrieb. Dabei entfällt die aufwendige Nachführung der Bodenantennen sowie das Umschalten von einer Antenne zur nächsten.

Nachteilig sind die schlechte Leistungsbilanz auf Grund der großen Entfernung sowie die hohen Signallaufzeiten von etwa 600 ms, die zwar für Fernsehprogrammübertragungen belanglos sind, aber im Fernsprechverkehr Komplikationen bedingen können. Synchronsatelliten erfordern ferner einen hohen raketen- und steuerungstechnischen Aufwand einmal beim Einschuß in die Synchronposition, zum anderen bei der ständigen Aufrechterhaltung dieser Position, die infolge zahlreicher Störeinflüsse kontinuierlichen Veränderungen unterworfen ist.

Für alle Bahnhöhen h kleiner als 35 800 km oder auch größer befinden sich die Satelliten relativ zur Erdoberfläche in Bewegung. In diesem Falle ist die Übertragungszeit zwischen zwei Bodenstationen über einen Satelliten begrenzt auf die Zeit, während der sich der Satellit im Sichtbereich beider Stationen befindet. Sie wird um so größer, je höher der Satellit umläuft. Um in diesem Fall einen kontinuierlichen Betrieb zu gewährleisten, sind mehrere Satelliten erforderlich, und zwar um so mehr, je niedriger die Bahn verläuft. Für den transatlantischen Nachrichtenverkehr Europa–Amerika sind bei 5000 km Bahnhöhe und polaren Umlaufbahnen etwa 30 Satelliten erforderlich, wenn die Betriebsunterbrechun-

gen kleiner als 0,1% sein sollen. Ein Satellit würde dabei von den Hebriden und von Neufundland aus etwa 22% der Zeit sichtbar sein, während er sich zu 17,7% in 7,25° Höhe über dem Horizont befände [3].

Die Bahnlage der Satelliten richtet sich nach der geographischen Lage der Orte, die über den Satelliten Nachrichtenverbindung aufnehmen wollen. Allgemein ergeben sich für den Ost-West-Verkehr optimale Verhältnisse bei polaren Umlaufbahnen [3] [4], während sich für den Nord-Süd-Verkehr äquatoriale Bahnen als günstig erweisen sollten [4].

Nichtstationäre Nachrichtensatelliten erfordern einen höheren Aufwand der Bodenstationen als synchrone Satelliten. Da die Bodenantenne stets auf den Satelliten ausgerichtet sein muß, macht sich eine genaue Nachführung mit der Satellitenbewegung erforderlich. Die Antenne muß deshalb mindestens um zwei Achsen bewegbar sein. Außerdem muß die Steuerung der Antriebsmechanismen variabel sein, da nicht mit einer konstanten Winkelgeschwindigkeit der Satelliten gerechnet werden kann. Erschwerend für die Nachführung ist noch die Tatsache, daß Satelliten im allgemeinen keine Großkreise am Himmel beschreiben, sondern prinzipiell beliebige Bahnen. In der fotografischen Satellitenbeobachtungstechnik werden deshalb für die genaue Nachführung von Kameras in zunehmendem Maße drei- und vierachsige Montierungen verwendet. Des weiteren sind bei nichtstationären Nachrichtensatellitensystemen wenigstens zwei Antennen je Bodenstation erforderlich, um einen kontinuierlichen Nachrichtenverkehr zu ermöglichen. Die zweite Antenne muß dann den (n + 1)-ten Satelliten anpeilen, bevor der sich gerade in Betrieb befindliche n-te Satellit aus dem Sichtbereich einer der Bodenstationen verschwindet.

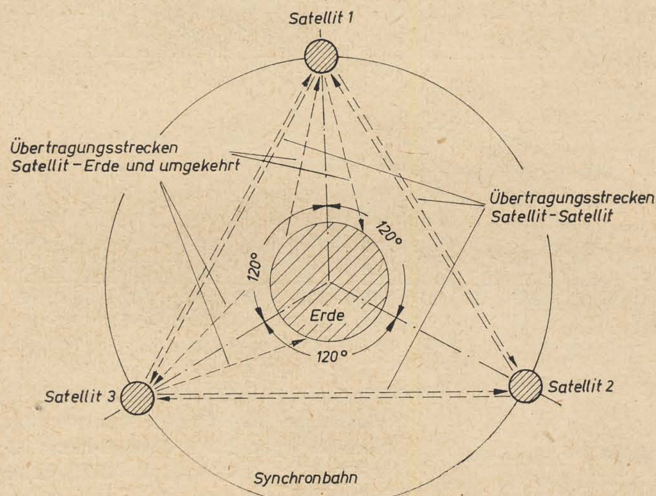


Bild 3: Synchronsatellitensystem

Die elektrischen Betriebsparameter von Nachrichtensatellitensystemen

Die Wahl der Betriebsfrequenz

Die von einer Bodenstation zu einem Satelliten bzw. in umgekehrter Richtung ausgestrahlten Signale müssen die irdische Atmosphäre durchdringen. Aus diesem Grunde muß die Betriebsfrequenz eines Nachrichtensatellitensystems in eines der Durchlaßfenster der Atmosphäre gelegt werden. Der Bereich der Lichtwellen ist, zumindest heute, für diese Zwecke nicht nutzbar, sondern nur der Radiofrequenzbereich. Dieser wird nach tiefen Frequenzen hin durch die ionosphärische Reflexion, nach hohen durch die atmosphärische Absorption begrenzt [5]. Letztere wird oberhalb 10 GHz wirksam und weist beispielsweise bei etwa 22 GHz eine ausgeprägte Resonanzstelle auf, die eine Folge der Wechselwirkung mit dem atmosphärischen Wasserdampf ist [6]. Als optimaler Frequenzbereich für Nachrichtensatellitensysteme ergibt sich unter diesen Gesichtspunkten das Gebiet zwischen 1 GHz und 10 GHz.

Außer den atmosphärischen Einflüssen sind bei der Frequenzwahl noch die kosmischen und terrestrischen Rauschbeiträge zu beachten, da allgemein ein möglichst geringer äußerer Störpegel anzustreben ist. Hierbei ist zwischen dem Funkfeld Erde—Satellit und dem Funkfeld Satellit—Erde zu unterscheiden. Im ersten Fall wird der Übertragungsweg vor allem durch das thermische Rauschen der Erde beeinflußt, im zweiten Fall durch das solare und kosmische Rauschen [7]. Die kosmische Rauschtemperatur beträgt im oben angegebenen optimalen Frequenzbereich etwa 20 °K bei einem Antennenerhebungswinkel größer als 7,5° [6]. Das Rauschen steigt unterhalb 1 GHz stark an und hat bei etwa 0,5 GHz bereits eine Rauschtemperatur von knapp 200 °K. Damit das thermische Rauschen der Erde keinen Einfluß auf den Übertragungsweg Satellit—Erde hat, muß die Bodenantenne eine große Rückdämpfung haben. Die absolute Rauschtemperatur der Erde beträgt etwa 300 °K, liegt also über der des atmosphärischen Rauschens. Die optimale Betriebsfrequenz für den Weg Bodenstation—Satellit liegt deshalb bei 400 MHz [7]. Bei Verwendung von Richtantennen im Satelliten erweist sich der gesamte Bereich von 1 bis 10 GHz als günstig.

Auf der im November 1963 in Genf von der Internationalen Fernmeldeunion (UIT) veranstalteten Konferenz zu Fragen des Weltraumfunkverkehrs wurden auch für Nachrichtensatellitensysteme verschiedene Frequenzbänder festgelegt, deren Gesamtumfang 2700 MHz beträgt [8]. Eine Zusammenstellung der für Nachrichtensatelliten vorgesehenen Bänder ist in Tabelle 1 gegeben.

Tabelle 1: Frequenzbänder für Nachrichtensatelliten nach der UIT-Funkverwaltungskonferenz

Frequenzbereich in GHz	Verwendung
3,4 ··· 4,2	Satellit → Erde
4,4 ··· 4,7	Satellit → Erde
5,725 ··· 5,850	Erde → Satellit
5,850 ··· 5,925	Erde → Satellit
5,925 ··· 6,425	Erde → Satellit
7,250 ··· 7,300[1]	Satellit → Erde
7,300 ··· 7,750	Erde → Satellit
7,900 ··· 7,975	Erde → Satellit
7,975 ··· 8,025[1]	Erde → Satellit
8,025 ··· 8,400[1]	Erde → Satellit

[1]) Exklusivbänder

Die Leistungsbilanz der Nachrichtensatelliten

Grundsätzlich können Nachrichtensatelliten nur dann für den Weitstreckennachrichtenverkehr Bedeutung erlangen, wenn die mit ihnen erreichbare Übertragungsqualität der heute gebräuchlicher anderer Übertragungsverfahren nicht nachsteht. Eine Grundforderung ist deshalb die nach einem Mindest-Signal/Rausch-Verhältnis (S/R-Verhältnis) am Empfängereingang.

Bei Verwendung passiver kugelförmiger Reflektorsatelliten gilt für die Empfangsleistung der Bodenstelle

$$P_E = P_S \cdot \frac{\eta^2 \cdot d^2 \cdot A^2}{16\,\lambda^2 \cdot a^4}, \qquad (15)$$

wenn P_s die Sendeleistung der Gegenstelle auf der Erde, d der Satellitendurchmesser, λ die Betriebswellenlänge, A die Antennenfläche, η der Antennenwirkungsgrad und a die mittlere Entfernung beider Bodenstationen zum Satelliten sind. Für die Leistungsbilanz gilt hier die Abnahme mit der vierten Potenz der Entfernung. Die Empfangsleistung wird im wesentlichen durch die maximal mögliche Sendeleistung bestimmt.

Besitzt der Satellit eine Antenne mit einer konstanten Diagrammbreite ϑ, die von der Bahnlage des Satelliten abhängt, so gilt für die Empfangsleistung

$$P_E = P_S \cdot k \cdot \frac{\eta \cdot A}{\vartheta \cdot a^2}, \qquad (16)$$

wobei k eine Konstante ist [9]. Bei einem passiven Reflektorsatelliten von 30 m Durchmesser (Echo I) und einer Bahnhöhe von 14000 km benötigt man bei einem Gewinn der Bodenantennen von 60 dB bei 4 GHz und einem minimalen Empfängereingangspegel von —90 dBm rund 60 MW Sendeleistung, während bei einem aktiven Satelliten unter den gleichen Voraussetzungen nur 10 W erforderlich wären [4]. Man erkennt daraus, daß aus Leistungsgründen passive Satelliten nur für erdnahe Umlaufbahnen in Frage kommen, während für Bahnhöhen über 10000 km nur aktive Satelliten einsatzfähig sind.

Einen wesentlichen Einfluß auf das kleinste noch zulässige S/R-Verhältnis hat das gewählte Modulationsverfahren. Es ist jenes Modulationsverfahren auszuwählen, das den erforderlichen S/R-Abstand bei der geringsten

Sendeleistung bietet. Für FM und PCM ist ein sogenannter Schwellwert definiert, nach dessen Überschreitung die Übertragungsgüte nur noch vom Hub abhängt. Dieser Schwellwert liegt für FM bei [6]

$$S/R = 16 \quad (17)$$

Betrachtet man nun den Satelliten unabhängig von seinem Typ als Quelle einer Kugelwelle der Sendeleistung P_{Sa}, dann ist die von einer Antenne vom Radius r_A in der Entfernung h aufgenommene und an den Empfängereingang zugeführte Leistung [6]

$$P_E = P_{Sa} \cdot \left(\frac{r_A}{2\,h}\right)^2 \quad (18)$$

Für eine Bahnhöhe von 10000 km, einen Durchmesser der parabolischen Bodenantenne von 25 m und eine Satellitensendeleistung von 10 W wird die Eingangsleistung

$$P_E = S = 10 \cdot \left(\frac{12{,}5}{2 \cdot 10^3 \cdot 10^4}\right) = 4 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{W} \quad (19)$$

Mit Gl. (17) wird dann die maximal zulässige Rauschleistung bei FM

$$R = \frac{4 \cdot 10^{-12}}{16} = 0{,}25 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{W} \quad (20)$$

Außer den bereits erwähnten äußeren Rauschanteilen, die durch die Wahl der Betriebsfrequenz klein gehalten werden müssen, kommt noch ein Rauschanteil durch den Empfänger selbst hinzu. Durch die Fortschritte auf dem Gebiet der Mikrowellenverstärker in den letzten Jahren kann dieser Anteil gering gehalten werden. In den Bodenstationen der Nachrichtensatelitensysteme werden heute nur noch parametrische und molekulare Verstärker eingesetzt, wobei letztere Rauschtemperaturen kleiner als 10 °K haben.
Die Rauschtemperatur des Eingangsmasers der Bodenstation von Andover (USA) beträgt beispielsweise 5 °K. Die resultierende Rauschtemperatur, einschließlich des atmosphärischen und kosmischen Rauschens, des Rauschanteils der Antennenkuppel und der sonstigen Bauteile hinter den Maser beträgt 51 °K [10]. Für eine Bandbreite von 50 MHz erhält man dann

$$R = k \cdot T \cdot \Delta f = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 51 = 3{,}45 \cdot 10^{-14}\,\mathrm{W} \quad (21)$$

und damit mit Gl. (19)

$$S/R = \frac{4 \cdot 10^{-12}}{3{,}45 \cdot 10^{-14}} \approx 10^2 \quad (22)$$

Mit den Gln. (21) und (16) wird die mindest erforderliche Empfängereingangsleistung

$$P_{E\,min} = 55{,}2 \cdot 10^{-14}\,\mathrm{W} \quad (23)$$

Mit Gl. (15) erhält man dann die bei passiven Satelliten notwendige Sendeleistung zu

$$P_S = P_{Emin} \cdot \frac{16\,\lambda^2 \cdot a^4}{\eta^2 \cdot A^2 \cdot d^2} \quad (24)$$

Mit $\eta = 80\,\%$, $\lambda = 5$ cm, Parabolantennen von 25 m Durchmesser sowie $P_{E\,min}$ nach Gl. (23) wird

$$P_S \approx 0{,}14 \cdot 10^{-18} \cdot \frac{h^4}{d^2}, \quad (25)$$

wobei für die mittlere Entfernung die Bahnhöhe h eingesetzt wurde. In Auswertung dieser Gleichung zeigt Bild 4 die Sendeleistung bei passiven Nachrichtensatelliten als Funktion der Bahnhöhe für verschiedene Satellitendurchmesser, wie sie gegenwärtig nach einschlägigen Firmenangaben durchaus hergestellt werden können.

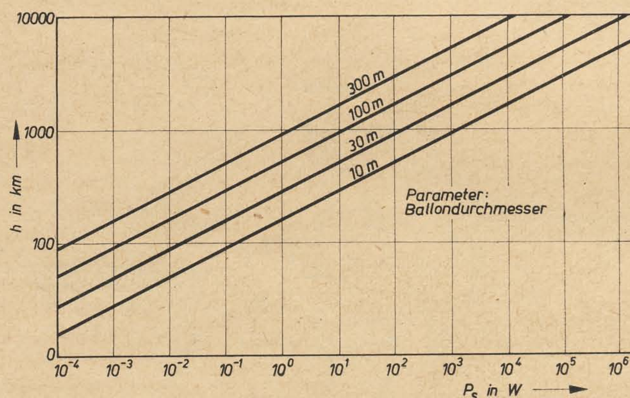


Bild 4: Leistungsaufwand bei passiven Nachrichtensatelliten für verschiedene Ballondurchmesser

Literatur

[1] Sarnoff, D.: Fernsehen rund um die Welt. Funkschau 24 (1952) H. 18 S. 359

[2] Schlögl, E.: Die himmelsmechanischen Grundlagen für Fernmeldesatelliten. Der Fernmelde-Ingenieur 17 (1963) H. 11 S. 1—23

[3] Pierce, J. R., Kompfner, R.: Transoceanic communications by means of satellites. Proc. IRE 47 (1959) S. 372—380

[4] Stösser, W.: Weitverkehrsnachrichtenübertragung über künstliche Erdsatelliten. Int. Elektr. Rundschau 18 (1964) H. 2 S. 67—70

[5] Naumann, H. D.: Einige Bemerkungen zur Radarbeobachtung künstlicher Erdsatelliten. radio und fernsehen 13 (1964) H. 6 S. 163/164

[6] Steinhart, R.: Künstliche Erdsatelliten als Nachrichtenrelais. Funk-Technik 17 (1962) H. 16 S. 535—538

[7] Wisbar, H.: Überhorizontausbreitungen ultrakurzer Wellen und Probleme der Nachrichtensatelliten. Funk-Technik 17 (1962) H. 17 S. 570 und 17 (1962) H. 18 S. 604

[8] Frequenzen in Satelliten. radio mentor 30 (1964) H. 2 S. 98

[9] Pollack, L.: Nachrichtenverbindungen über Erdsatelliten. Electr. Communications 36 (1960) H. 3 S. 180—183

[10] Dietrich, E.: Beteiligung der Deutschen Bundespost an Versuchen zur Fernsehübertragung mit künstlichen Satelliten. Vortrag auf der 10. Jahrestagung der Fernsehtechnischen Gesellschaft

Über die allgemeinen Aufgaben der Relaisstationen innerhalb von Nachrichtenübertragungswegen können Sie sich anhand der Broschüre von

Strecker/Liebernickel

Richtfunktechnik

aus der Reihe

„Kleine Bibliothek für Funktechniker"

informieren.

Das Heft umfaßt 100 Seiten und kostet 8,80 DM.

Es werden die zum Herstellen einer Richtfunkverbindung notwendigen Übertragungseinrichtungen und die Vorgänge der Strahlungsausbreitung beschrieben.

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Neuerscheinung

Drahtloses Mikrofon mit Tunneldioden-Sender

HAGEN JAKUBASCHK

Im folgenden wird — als Anwendungsbeispiel für Tunneldioden in einstufigen Kleinstsendern — ein erprobtes Versuchsmuster eines Kleinstsenders für die Verwendung als drahtloses Mikrofon beschrieben. Für die Herstellung und den Betrieb derartiger Geräte sind die einschlägigen Bestimmungen des Post- und Fernmelde-Gesetzes zu beachten. Die Erprobung des auf 74,1 MHz arbeitenden Versuchsmusters erfolgte auf Grund einer Sonderlizenz des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen, für dessen Entgegenkommen der Verfasser an dieser Stelle dankt.

Allgemeines

Über Funktion und theoretische Grundlagen der Tunneldioden wurde in radio und fernsehen bereits ausführlich berichtet [1]. Der folgende Beitrag beschränkt sich daher auf das Versuchsmuster und die mit diesem gewonnenen Betriebserfahrungen. Gemäß der Aufgabenstellung kam es darauf an, die grundsätzliche Eignung der Tunneldiode als Kleinstsender für NF-Übertragung praktisch zu zeigen und überschlägige Ergebnisse bezüglich der möglichen Reichweiten und Übertragungsqualität zu erhalten.

Es standen einige Entwicklungsmuster von Tunneldioden aus der Laborfertigung des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin zur Verfügung, die im Mustergerät bis auf geringfügig unterschiedliche Arbeitspunkteinstellungen keine wesentlichen Unterschiede in Betriebsverhalten, Sendeleistung usw. zeigten. Die hier genannten Durchschnittsergebnisse gelten daher mit guter Näherung für alle untersuchten Exemplare, deren Höckerstrom zwischen 1,5 und 2 mA lag.

Der Kleinstsender wurde für den Frequenzbereich des 74-MHz-Verkehrsfunkbandes ausgelegt. Einmal ist dieser Frequenzbereich ausbreitungsmäßig für diesen Anwendungszweck sehr günstig, zum anderen weist das 74-MHz-Band eine relativ große Bandbreite auf (73,8 ··· 74,4 MHz) und war am Wohnort des Verfassers weitgehend frei von anderen Funkdiensten. Beides kam den anfänglich erwarteten Frequenzdriften des Versuchssenders entgegen.

Das Prinzip des Oszillators

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung eines Tunneldioden-Oszillators. Der Kleinstsender wurde nach dieser Prinzipschaltung als einstufiger selbstschwingender Sender aufgebaut. Der mit C_1/L_1 gebildete Schwingkreis wird durch die Tunneldiode TD entdämpft, deren negativer Widerstand HF-mäßig dem Schwingkreis über C_2 parallelliegt. C_2 ist so dimensioniert, daß er für die Betriebsfrequenz praktisch einen Kurzschluß bildet. Mit dem Spannungsteiler

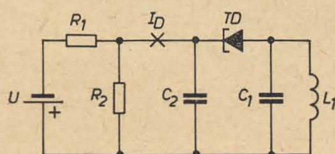


Bild 1: Prinzipschaltung eines Tunneldioden-Oszillators

R_1/R_2 wird der Arbeitspunkt der Tunneldiode fest eingestellt. Bei I_D ist dann der im Arbeitspunkt die Tunneldiode in Durchlaßrichtung durchfließende Strom meßbar. An R_2 fällt die dem Arbeitspunkt entsprechende Dioden-Durchlaßspannung ab. Wie in [1] bereits erläutert, muß R_2 im Wert geringer sein als der zahlenmäßige Wert des negativen Widerstandes der Tunneldiode. Die experimentell als günstig ermittelten Werte für R_2 lagen für alle vorhandenen Dioden nahe bei 10 Ω. Ein Exemplar zeigte noch mit $R_2 = 20\,\Omega$ stabiles Schwingverhalten, wobei jedoch bereits geringe Änderungen der Umgebungstemperatur Frequenzdriften von 100 kHz und mehr ergaben. Mit $R_2 = 10\,\Omega$ blieb die Frequenzdrift — solange alle anderen Parameter konstant gehalten wurden — zwischen +5 und +25 °C noch innerhalb 100 kHz. Es erwies sich jedoch als günstig für die Frequenzstabilität, TD an eine Anzapfung von L_1 zu legen.

Wie nach der Theorie zu erwarten ist, ergeben bereits geringe Änderungen des Arbeitspunktes der Tunneldiode relativ große Änderungen der Schwingfrequenz. Nach den Erfahrungen mit dem Versuchsmuster kann bei Änderung der an R_2 stehenden Spannung um ±1 mV bei einer Schwingfrequenz von 74 MHz mit einer Frequenzänderung um etwa ±50 kHz gerechnet werden. Damit bietet sich eine sehr einfache Möglichkeit zur Frequenzmodulation des Oszillators an. Im Mustergerät wurde zu diesem Zweck die NF-Modulationsspannung mit einem Pegel von etwa 1 mV auf R_2 eingekoppelt. C_2 kann für die NF als nicht vorhanden angesehen werden, ebenso R_1, dessen Wert wesentlich größer als der von R_2 ist.

Die Durchlaßspannung der Tunneldiode — Spannung an R_2 — kann größenordnungsmäßig (exemplarabhängig) mit 0,1 ··· 0,3 V angesetzt werden. Für die Betriebsspannung U ist daher nicht mehr als 1 V erforderlich. Demzufolge wurde das Versuchsmuster insgesamt für eine Betriebsspannung von 1,5 V ausgelegt und aus einer Gnom-Stabzelle gespeist.

Schaltung des Versuchsmusters

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Versuchsmusters. R_1 und R_2 wurden zwecks bequemer Einstellung des Arbeitspunktes als Miniatur-Einstellregler ausgelegt, wobei R_2 später durch einen 10-Ω-Festwiderstand ersetzt wurde. R_1 war dann lediglich nach Wechsel der Tunneldiode einmalig nachzustellen. Die NF-Modulation wurde am Verbindungspunkt R_1/R_2 über einen 100-Ω-Entkopplungswiderstand eingespeist. Der Schwingkreis ist konventionell aufgebaut, wobei C_1 — ein 20-pF-Lufttauchtrimmer — als „Bandsetzkondensator" dient und mit C_2 — einem keramischen Rohrtrimmer Typ Ko 3383 — der Feinabgleich der Frequenz auf 74,1 MHz erfolgt.

L_1 wurde mit 3 Wdg. 1,2 CuAg, Innendurchmesser 10 mm, Spulenlänge ≈ 15 mm für 74,1 MHz dimensioniert. Die Anzapfung für die Antenne lag bei 0,75 Wdg. von Masse. Die Anzapfung für die Tunneldiode lag bei 2,25 Wdg. von Masse.

Der Niederfrequenzteil ist in bekannter Technik geschaltet. Der Eingang wurde zum Anschluß eines dynamischen Studiomikrofons Typ DSM 61 (VEB Gerätewerk Leipzig) bestimmt und ist für eine Eingangsspannung von ≈ 0,1 mV für 75 kHz Frequenzhub ausgelegt. P_1 — kombiniert mit Batterieschalter — dient als Pegelregler. Nach der einfach gehaltenen zweistufigen NF-Verstärkung folgt die Modulatorstufe mit T_3. Sie führt im wesentlichen eine Anpassungsfunktion aus und bildet mit T_3 in Kollektorschaltung einen Impedanzwandler, da diese Stufe auf einen — durch die Einkopplung in den Oszillatorkreis vorgegebenen — niedrigen Arbeitswiderstand arbeitet. Dieser wurde, um auf realisierbare Dimensionierungen zu kommen, und weil ausreichend NF-Spannung verfügbar war, durch den zur HF-Abriegelung ohnehin notwendigen Vorwiderstand von 100 Ω gebildet. Dieser Wert ergibt zwar eine Dämpfung der von T_3 abgegebenen NF-Spannung an R_2 um rund 20 dB, erlaubt aber einen noch ausreichend hohen Eingangswiderstand für die Impedanzwandlerstufe T_3 und ermöglicht für den Emitterkondensator an T_3 noch einen tragbaren Wert von 50 μF.

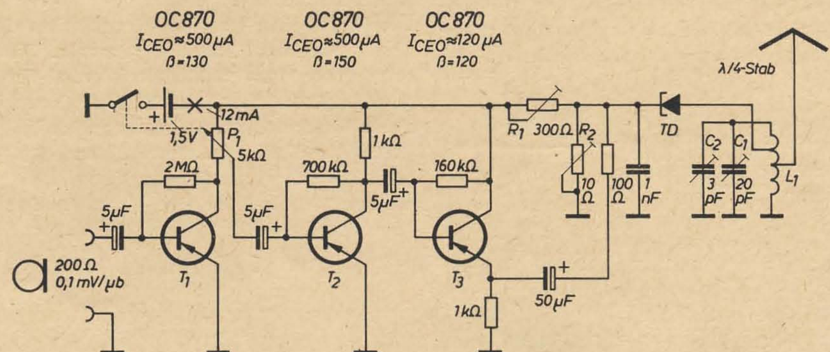


Bild 2: Gesamtschaltung des Versuchsmusters für ein drahtloses Mikrofon mit Tunneldioden-Sender

An R_2 steht bei voller Aussteuerung nunmehr eine NF-Spannung von ≈ 1 mV zur Verfügung, die die Frequenzmodulation der Tunneldioden-Oszillatorschaltung bewirkt.
Der aus der Batterie entnommene Gesamtstrom betrug 12 mA, wovon der überwiegende Anteil auf den Tunneldioden-Spannungsteiler R_1/R_2 entfällt. Die Gesamt-Speiseleistung des Kleinstsenders beträgt damit etwa 18 mW. Die vom Oszillator selbst aufgenommene Speiseleistung liegt bei 0,2 ··· 0,3 mW und ergibt sich aus dem Tunneldiodenstrom und der an der Tunneldiode liegenden Spannung im Arbeitspunkt. Weiter herabgesetzt wird diese Leistungsausbeute durch Verluste im Oszillator, restliche Anpassungsfehler, insbesondere der Antenne u. ä., so daß die vom Mustergerät effektiv über die angeschlossene $\lambda/4$-Stabantenne abgestrahlte HF-Sendeleistung größenordnungsmäßig bei etwa 0,1 mW lag. Die Gesamt-Leistungsbilanz des Gerätes erscheint daher nicht sehr günstig, der Gesamtwirkungsgrad liegt noch unter 0,1%. Jedoch zeigen die nachstehend mitgeteilten Betriebsergebnisse, daß höhere HF-Leistungen für den vorgesehenen Anwendungszweck nicht erforderlich sind und im Hinblick auf die Kapazität einer 1,5-V-Gnomzelle auch für eine weitere Senkung der Speiseleistung keine Notwendigkeit besteht.

Aufbau des Mustergerätes

Die Gesamtschaltung nach Bild 2 einschließlich Batterie, Knopfpotentiometer mit Schalter P_1 („Sternchen"-Lautstärkeregler) und Dioden-Steckbuchse für den Mikrofonanschluß fand in einer durchsichtigen Polystyrolschachtel mit den Maßen 80×50×20 mm Platz, wobei die genannten Einzelteile bereits das meiste Volumen beanspruchen. Der eigentliche Oszillatorteil beansprucht nur ein Volumen von etwa 20 cm³. Das Gerät einschließlich Batterie (ohne Antenne) wiegt rund 80 p. Bild 3 zeigt das Versuchsmuster mit aufgesteckter, im Bild nicht ausgezogener $\lambda/4$-Teleskopantenne und angeschlossenem Mikrofon.

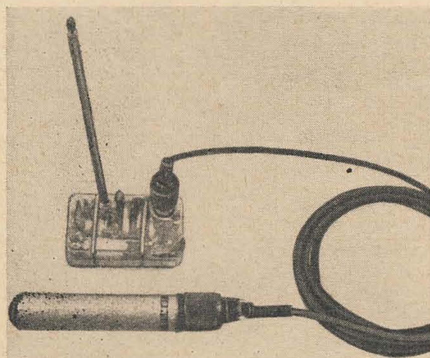


Bild 3: Ansicht des Versuchssenders mit aufgesteckter Stabantenne und angeschlossenem Mikrofon

Eine Abschirmung erwies sich nur nach der Bodenseite hin als erforderlich, um unkontrollierbare Verstimmungen durch den Untergrund, auf dem das Gerät jeweils steht, zu vermeiden. Sie wurde durch Einsetzen einer Kupferfolie in den Deckel des Gehäuses — der die Bodenfläche bildet — gewonnen und gibt dem Sender gleichzeitig ein ausreichendes

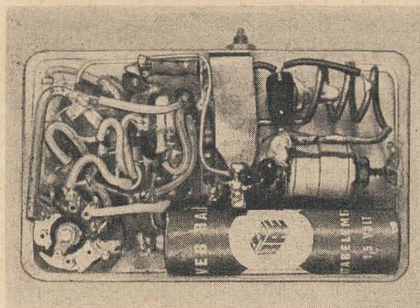


Bild 4: Innenansicht des Versuchssenders

kapazitives „Gegengewicht" für die Stabantenne.
Bild 4 zeigt einen Blick in die Verdrahtung bei abgenommener Bodenplatte. Rechts unten die Batterie, darüber C_1 und L_1. Die breite Kupferfolie in Bildmitte oben stellt die Verbindung zur Bodenabschirmung her; unter ihr befindet sich C_2, rechts zwischen dem Folienstreifen und L_1 ist die Tunneldiode erkennbar. Sie verdeckt die Antennenbuchse, an der gleichzeitig L_1 einen starren Befestigungspunkt findet. Links unten im Gerät ist P_1 sichtbar. In Gerätemitte und links oben ist die gesamte NF-Schaltung untergebracht.

Betriebsergebnisse

Das drahtlose Mikrofon wurde unter verschiedenen Bedingungen innerhalb von Gebäuden und im Freien bei optischer Sicht erprobt. Als Empfänger wurde ein kommerzieller Funksprechempfänger für 74,1 MHz (Empfindlichkeit 1 μV) sowie ein normaler UKW-Rundfunkempfänger mit vorgeschaltetem, für diese Versuche angefertigten 74-MHz-Konverter benutzt. Der Konverter transponierte die 74 MHz Eingangsfrequenz mittels 13 ··· 14-MHz-Hilfsüberlagerer in das UKW-Rundfunkband um 87 ··· 88 MHz, wo der Versuchssender auf einer geeigneten, rundfunksenderfreien Frequenz übernommen wurde. Dieser Empfänger war ein industrieller 13-Kreis-Empfänger üblicher Bauart. Für die Versuche im Freien stand als Empfänger noch ein UKW-Transistor-Kofferempfänger „Stern 3" — ebenfalls mit einem für die Versuche eingebauten 74-MHz-Konverter — zur Verfügung. Die Empfindlichkeit dieses Empfängers lag bei 3 μV.
Die Messung der NF-Übertragungseigenschaften des Kleinstsenders geschah auf kurze Entfernung (Abstand Sender—Empfänger etwa 15 m, benachbarte Räume im Gebäude) mit Tongenerator am Mikrofoneingang des Senders und Abnahme der NF-Meßspannung empfängerseitig am Ausgang Ratiodetektor des UKW-Netzempfängers mit Konverter. Es ergab sich dabei über die gesamte Funklinie ein NF-Frequenzgang von 100 Hz ··· 13 kHz ± 2 dB. Der Klirrfaktor für 210 Hz und 2100 Hz und etwa 70 kHz Hub, das entspricht der normalen Aussteuerung des Kleinstsenders, lag bei 2%. Gehörmäßig war die Übertragungsqualität sehr gut und praktisch dem UKW-Rundfunkempfang gleichwertig. Wie die Meßergebnisse zeigten, erfolgt die Frequenzmodulation der Tunneldiode tatsächlich bis zu großen Hüben sehr gut linear. Wie weit der Hubumfang reicht, war mit den vorhandenen Meßmitteln nicht einwandfrei feststellbar, weil hier die ZF-Bandbreite des benutzten Empfängers eine Grenze setzte. Der ab etwa 80 ··· 90 kHz Hub allmählich ansteigende Klirrfaktor war offensichtlich empfängerseitig bedingt. Die Hubmessung erfolgte dabei provisorisch auf indirektem Wege durch Messung der NF-Ausgangsspannung des Empfänger-Ratiodetektors, dessen Kennlinie zu diesem Zweck zuvor aufgenommen wurde. Am Sender-Mikrofoneingang war für 70 kHz Hub eine Eingangsspannung von etwa 0,05 mV erforderlich.
Reichweiten- und Ausbreitungsversuche wurden mit den beiden genannten UKW-Empfängern mit Konvertern sowie dem kommerziellen Funksprechempfänger, deren Eingangsempfindlichkeit bekannt war, relativ durchgeführt. Als Kriterium für die „maximale Reichweite" wurde dabei ein Signal/Rauschabstand von 20 dB festgelegt. Das Mustergerät ergab dabei trotz der geringen HF-Sendeleistung im Freien bei optischer Sicht Reichweiten von 300 m und teilweise mehr. In unübersichtlichem Gelände sowie im Stadtgebiet und in Gebäuden waren die erzielten Reichweiten erwartungsgemäß sehr unterschiedlich, betrugen aber teilweise weit mehr als 300 m. Sichere Verbindung bestand in einem vierstöckigen Wohnhaus zwischen sämtlichen Räumen des Hauses mit beliebiger Standortwahl von Sender und Empfänger. Ein Entfernen der Antenne am Sender — die HF wurde dann offensichtlich vagabundierend über das Mikrofonkabel abgestrahlt — verkürzte in allen genannten Fällen die Reichweite auf durchschnittlich 20%. Selbst für den unmodulierten, ohne Antenne und ohne Mikrofonkabel betriebenen Sender ergaben sich noch Reichweiten von etwa 25 ··· 30 m. Diese Ergebnisse zeigen, daß für derartige Anwendungsfälle keineswegs große HF-Energien erforderlich sind. Sendeleistungen um einige



Bild 5: Im Vordergrund mit Baumstativ befestigt das Mikrofon, der Sender hängt frei an der Litzenantenne

Zehntel mW reichen für drahtlose Mikrofone in jedem Falle aus, und für derartige Leistungen sind Tunneldioden-Sender offensichtlich gut geeignet. Bild 5 zeigt den Einsatz des drahtlosen Mikrofons für Vogelstimmenaufnahmen.

Die Frequenzkonstanz des Versuchsmusters war befriedigend. Bedenken bestanden zunächst hinsichtlich der Frequenzdrift bei Absinken der Batteriespannung. Tatsächlich ergeben schon sehr geringe Betriebsspannungsschwankungen Frequenzdriften bis zu 100 kHz und mehr. Dies kann aber durch geeignete Maßnahmen — Verwendung einer Zenerdiode oder einer Stabilisierungsschaltung für den Tunneldiodenstromkreis mit einem Transistor — leicht kompensiert werden. Im übrigen ergab die Erfahrung mit dem Mustergerät, daß selbst bei Verwendung eines Trockenelementes angesichts der geringen Batteriebelastung zumindest für die ersten 10 ··· 15 Betriebsstunden kaum eine Frequenzdrift auftritt, wenn die Batterie ausreichend frisch ist. Die während der Reichweitenversuche insgesamt beobachtete Abwanderung der Frequenz betrug, nachdem Sender und Empfänger die Umgebungstemperatur angenommen hatten und kurze Zeit „eingelaufen" waren, über mehrere Stunden im Mittel 50 ··· 60 kHz, was durch Anschluß eines Nulldurchgangs-Anzeigeinstrumentes am Empfänger-Ratiodetektor beobachtet wurde. Da der Sender in keiner Weise besonders frequenzstabilisiert war und in diesen Angaben auch die eventuelle Abwanderung des Empfängers enthalten ist, ist diese Abweichung nur relativ zu bewerten und kein Kriterium für die mit Tunneldioden-Sendern erreichbaren Betriebseigenschaften. Insgesamt kann angenommen werden, daß die Frequenzstabilisierung eines Tunneldioden-Oszillators kaum schwieriger sein dürfte als die eines üblichen freischwingenden Transistorsenders.

Zusammenfassung

Unter Verwendung einiger zur Verfügung stehender Labormuster von Tunneldioden wurde ein Tunneldioden-Kleinstsender aufgebaut und praktisch erprobt. Untersucht wurden insbesondere: Modulationsmöglichkeit und Übertragungseigenschaften, HF-Sendeleistung und erzielbare Reichweiten. Frequenz-Stabilitätsprobleme wurden nicht näher untersucht. Die Versuche dienten dem Zweck, erste Anhaltspunkte für den praktischen Einsatz der Tunneldioden und die sich daraus ergebenden Perspektiven zu gewinnen. Die dimensionierte Schaltung und der Aufbau des Versuchsmusters werden vorgestellt, einige Meßergebnisse und die bisher gewonnenen Betriebserfahrungen mitgeteilt. Diese lassen den Schluß zu, daß die Tunneldiode als aktives Bauelement in Kleinstsendern für drahtlose Mikrofone und ähnliche Anwendungsfälle vorteilhaft zu verwenden ist. Der konstruktive und schaltungstechnische Aufbau solcher Sender wird mit der Tunneldiode offensichtlich einfacher als mit den bisher für gleiche Zwecke benutzten Transistor-Kleinstsendern.

Literatur

[1] Loßack, H. J.: Die Tunneldiode. radio und fernsehen 12 (1963) H. 7, 9, 11, 13, 14, 15 und 17

Feldstärkeabhängige Rauschunterdrückung im UKW-Transistor-Koffer

Der transistorisierte Kofferempfänger mit UKW-Rundfunk-Bereich wird ständig weiter verbessert. Nach der automatischen Scharfabstimmung — für den Autofahrer besonders wichtig — wird nun die feldstärkeabhängige Rauschunterdrückung aktuell.

Die Vorteile: Beim Abstimmen wird zwischen den einzelnen Sendern das Rauschen unterdrückt, außerdem wird die Wiedergabe schwach einfallender, d. h. verrauschter Sender in den hohen Frequenzen beschnitten. Das letztere entspricht dem Vorgang, den der Rundfunkhörer bisher mit der Tonblende bewirkte, um das Rauschen zu unterdrücken.

Das Schaltbild zeigt einen Ausschnitt aus dem Stromlaufplan des neuen „Page de Luxe" 1335 bzw. des „Super-Page" 1336 von Graetz mit einer Schaltung, die die Rauschunterdrückung automatisch vornimmt (Positionsbezeichnungen des Verfassers). Die Vorrichtung arbeitet mit dem Transistor OC 71. Zur Wirkungsweise schreibt die Herstellerfirma:

„Der Transistor OC 71 arbeitet in Emitterschaltung. Der Emitter erhält eine über den Spannungsteiler R_1 und R_2 fest eingestellte positive Spannung von der Batterie. An der Basis wird über den Widerstand R_3 die Richtspannung vom Verhältnisgleichrichter zugeführt. Diese Richtspannung ist direkt abhängig von der Eingangsspannung. Je nachdem, wie groß die Richtspannung ist, wird der Transistor leitend oder gesperrt. An seinem Kollektor liegt ein Kondensator von 40 nF, der mit dem NF-Ausgang des Ratiofilters verbunden ist. Übersteigt die Eingangsspannung einen bestimmten Wert, so ist der Transistor gesperrt, und der Kondensator liegt über den Widerstand R_4 an Masse. Der Einfluß dieser Reihenschaltung auf den NF-Frequenzgang ist vernachlässigbar gering. Sinkt die Richtspannung infolge niedriger Eingangsspannung, wird der Transistor leitend, und damit werden die Widerstände R_2 und R_3 in Parallelschaltung wirksam. Über die Reihenschaltung von 40 nF zu der Parallelschaltung der beiden Widerstände mit einem resultierenden Widerstand von etwa 13,5 kΩ ergibt sich im interessierenden Frequenzbereich ab etwa 1 kHz eine deutliche Beeinflussung der Niederfrequenz (d. h., die hohen Frequenzen werden gedämpft). Die Rauschspitzen werden kräftig unterdrückt und können deshalb nicht mehr störend bemerkbar sein."

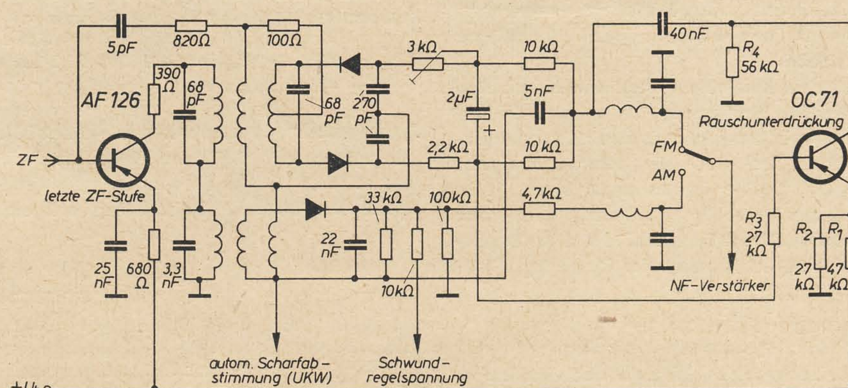


Bild 1: Vereinfachter Schaltungsausschnitt des Stromlaufplanes des „Page de Luxe" von Graetz

Wie weiter aus dem Rundfunklabor der Herstellerfirma mitgeteilt wird, liegt der Einsatzpunkt der Rauschunterdrückung etwa bei $\leq 1\,\mu V$ Antennenspannung, das entspricht ungefähr 2 V Richtspannung. Die Dämpfung der hohen Frequenzen um 10 kHz beträgt bei leitendem Transistor OC 71 etwa 15 dB.

Infolge der kurzen Zeitkonstante der Rauschunterdrückung werden „Rauscheinbrüche" infolge UKW-Schwund, wie sie bei kleineren Feldstärken besonders im fahrenden PKW auftreten, wirksam unterdrückt. *Streng*

Frequenzverhalten von UKW-Mischschaltungen bei Erwärmung

MANFRED SEIFERT

Verhalten von Schwingkreisen bei Erwärmung

Beim Überlagerungsempfänger besteht zwischen der Empfangsfrequenz f_e, der Oszillatorfrequenz f_o und der Zwischenfrequenz f_z der Zusammenhang

$$f_o - f_e = f_z \tag{1}$$

Für den UKW-Bereich des Hörfunks von etwa 87 ··· 100 MHz ergibt sich bei der meist üblichen Zwischenfrequenz von 10,7 MHz als erforderliches Oszillatorfrequenzband $f_o \approx$ 97,7 ··· 110,7 MHz. Die Resonanzfrequenzen

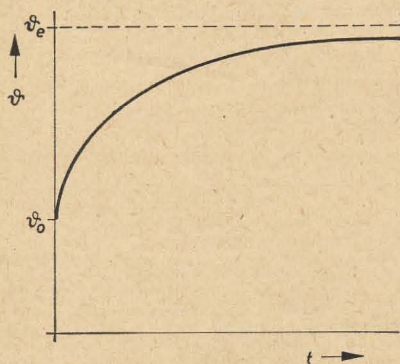


Bild 1: Erwärmungsfunktion eines Körpers ($\vartheta = f(t)$)

der beteiligten Schwingungskreise können nach der bekannten Thomsonschen Beziehung

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}} \tag{2}$$

angegeben werden. Tatsächlich erregt sich im Oszillator eine geringfügig davon abweichende Frequenz, doch ist das für diese Untersuchung unerheblich.

Unter dem Einfluß der nach dem Einschalten erfolgenden Erwärmung ändern sich die frequenzbestimmenden Induktivitäten und Kapazitäten, so daß die Resonanzfrequenz ,,wegläuft". Der Erwärmungsvorgang jedes Bauelementes erfolgt im Prinzip nach einer Exponentialfunktion (Bild 1). Die Temperatur ϑ ergibt sich nach der Gleichung

$$\vartheta = \vartheta_o + \Delta\vartheta\left(1 - e^{-k \cdot t}\right)$$

Erwärmungsgeschwindigkeit und Endtemperatur ϑ_e hängen von der zugeführten Wärmemenge, der Temperatur der Quelle, der Masse und der spezifischen Wärme des Materials ab, sowie davon, wie die Wärme durch Leitung oder Strahlung wieder abgeführt wird. Diese Einflüsse sind in k bzw. $\Delta\vartheta$ enthalten. Nach einer gewissen Zeit wird eine Endtemperatur erreicht, die — konstante Spannung und äußere Einflüsse vorausgesetzt — im weiteren Betrieb erhalten bleibt. Dieser Zustand ist dann erreicht, wenn die zugeführte Wärmemenge gerade gleich der abgegebenen ist. Im allgemeinen arbeitet daher der Empfänger nach 30 ··· 40 Minuten stabil.

Frequenzverwerfungen können auch durch Änderung der Betriebsspannung eintreten. Dieser Fall soll hier nicht behandelt werden. Die Betriebsspannung sei als genügend konstant vorausgesetzt. Da die Bauteile des ZF-Kreises etwa der gleichen Erwärmung wie diejenigen des Oszillatorkreises ausgesetzt sind, liegt die Vermutung nahe, daß beide Einflüsse im gleichen Maße auf die Frequenzverwerfung einwirken. Das ist jedoch bei dem hier bestehenden Frequenzverhältnis unzutreffend.

Ändert sich die gesamte Kapazität eines Kreises um $\Delta C/C$ und die gesamte Induktivität um $\Delta L/L$, so ist die bezogene Frequenzabweichung

$$\frac{\Delta f}{f_r} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta L}{L}\right) \tag{3}$$

Das ergibt sich durch Anwendung der Fehlerrechnung auf die Thomsonsche Gleichung. Ein Schwingungskreis ist für

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\Delta L}{L}$$

temperaturkompensiert. Beträgt beispielsweise die gesamte C- und L-Änderung $(\Delta C/C + \Delta L/L) = 0{,}5\%$, so ist die Frequenzabwanderung $\Delta f/f_r = -0{,}25\%$. War beim Einschalten auf einen Sender $f_e = 96{,}3$ MHz (zugehörige $f_o = 107$ MHz) abgestimmt worden, so ändert sich die Oszillatorfrequenz unter dem Einfluß der Erwärmung um $\Delta f_o = -0{,}0025 \cdot 107$ MHz, d. h. um $\Delta f_o = -267$ kHz. Die Zwischenfrequenz ändert sich bei gleicher Erwärmung und gleichem Temperaturverhalten des Kreises um $\Delta f_z = -0{,}0025 \cdot 10{,}7$ MHz $= -26{,}7$ kHz.

Am Ende der Erwärmung besteht folglich der Zusammenhang (Index w bedeutet warm)

$$\Delta f_{ew} = \Delta f_{ow} - \Delta f_{zw} = (-267 + 26{,}7) \text{ kHz} = -240{,}3 \text{ kHz}$$

Die eingestellte Frequenz ist um —240,3 kHz ,,davongelaufen". 90% der Frequenzverwerfung stammt von der Verstimmung des Oszillators. Die folgende Betrachtung soll sich daher speziell auf die Stabilisierung des Oszillators beziehen. Die angegebenen Methoden und Gleichungen können natürlich sinngemäß auch auf den ZF-Kreis angewendet werden.

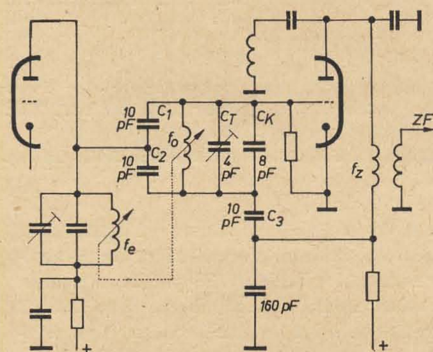


Bild 2: Mischschaltung für UKW mit induktiver Abstimmung und Kompensationskapazität C_K

Bild 2 zeigt eine Mischschaltung mit induktiver Abstimmung, wie sie sehr häufig in UKW-Empfängern zu finden ist. Bei der dem Einschalten folgenden Erwärmung können alle (!) Bauelemente ihre elektrischen Daten ändern. Jedem Schaltelement kann ein Temperaturkoeffizient TK zugeordnet werden, der die relative Änderung der Größe je Grad angibt:

$$TK_L = \frac{\Delta L}{L \cdot \Delta\vartheta}, \quad TK_C = \frac{\Delta C}{C \cdot \Delta\vartheta} \tag{4}$$

Bei Erwärmung ändern sich die Abmessungen der Spule, folglich ändert sich auch ihre Induktivität. Die tatsächlich auftretenden Induktivitätsänderungen sind jedoch wesentlich größer als die rechnerisch aus den geometrischen Veränderungen ableitbaren: Sechs mathematisch erfaßbare Einflußgrößen bestimmen den resultierenden TK der Spule [1]; zu ihnen gehört u. a. die Änderung des ohmschen Widerstandes, der Spulenkapazität sowie der inneren Induktivität infolge veränderter Stromverteilung. Die kleinsten resultierenden TK_L entstehen bei den in UKW-Mischschaltungen üblichen einlagigen Zylinderspulen auf Keramikkörpern. Mit ihnen lassen sich Werte von $(+5 \cdots 10) \cdot 10^{-6}$ 1/grd erreichen. Da hier ein Oszillator abstimmbarer Frequenz vorliegt, ist es wesentlich, ob der TK_L frequenzunabhängig ist oder nicht. Einige der Einflußgrößen (z. B. Spulenkapazität, ohmscher Anteil) nehmen mit der Frequenz zu, andere (z. B. innere Induktivität) nehmen ab. Daher ist es möglich, in dem geforderten Bereich nahezu Frequenzunabhängigkeit des TK_L zu erhalten.

Der Einfluß der Röhre auf den Temperaturkoeffizienten der Frequenz ist allgemein geringer als der, welcher durch den eigentlichen Schwingungskreis hervorgerufen wird. Das ist in der Schaltung nach Bild 2 auch deshalb der Fall, weil die Röhrenkapazität nur als Teil einer Reihenschaltung zur Kreiskapazität beiträgt. Durch die starke Erwärmung der Elektroden ändern sich die geometrischen Abmessungen und damit vor allem die Röhrenkapazitäten. Bei den modernen Miniaturröhren ohne Sockel ist dieser Einfluß auf eine Kapazitätsänderung von 0,01 ··· 0,1 pF reduziert; die ,,Einlaufzeit" der Röhre beträgt nur noch einige Minuten. Allerdings hat auch die Erwärmung der Spule einen gewissen Einfluß auf die wirksame Eingangskapazität der Röhre, und zwar durch Einwirkung der Dämpfungsänderung auf die Raumladung. Bei guten Spulen ist dieser Einfluß vernachlässigbar.

Hinsichtlich der Kondensatoren zeigt schon die einfache Kapazitätsgleichung

$$C = \frac{\varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot A}{d} = 0{,}0886 \frac{\text{pF}}{\text{cm}} \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot A}{d},$$

daß bei Ausdehnung infolge Erwärmung auch bei unveränderlichem Dielektrikum die Kapa-

zität abwandert, nämlich proportional dem Quadrat der Längenausdehnung der Beläge und umgekehrt proportional der Abstandsvergrößerung. Hierbei ist $\bar{A}$ die Fläche in cm^2, d der Abstand in cm und ε_r die relative Dielektrizitätskonstante. Tatsächlich ändert sich auch ε_r, sogar bei Luft! Da es gelungen ist, keramische Massen mit beinahe beliebigen positiven und negativen TK der Dielektrizitätskonstante herzustellen, werden verlustarme keramische Kleinkondensatoren mit praktisch allen gewünschten TK_C geliefert. Ihre Ausführung, ihre elektrischen Werte sowie die Farbkennzeichnung sind genormt. Zu beachten ist, daß ältere keramische Kondensatoren meist mit anderen Farben gekennzeichnet sind, was zu Irrtümern führen kann (Werkskataloge heranziehen).

Die Trimmerkondensatoren tragen Typennummern; ihre Eigenschaften sind Tabellen zu entnehmen oder meßtechnisch zu ermitteln.

Es ist anzustreben, daß der TK des Trimmers möglichst klein ist, damit beim Abgleichen keine nennenswerten Veränderungen des TK des Schwingungskreises entstehen. Für den häufig verwendeten Typ Ko 2509 gelten etwa folgende Werte: $C = 1{,}5 \cdots 7{,}5$ pF, $TK \approx (40 \cdots 100) \cdot 10^{-6}$ 1/grd.

Näherungsmethoden zur Temperaturstabilisierung

Trotz der Fülle der beschriebenen Einflußgrößen ist es möglich, eine genügend frequenzstabile Schaltung aufzubauen bzw. einen instabilen Oszillator ohne großen rechnerischen oder meßtechnischen Aufwand planmäßig zu stabilisieren.

Zwei verschiedene Näherungsmethoden sollen erläutert werden:

1. Ermittlung des erforderlichen Korrekturgliedes C_K auf Grund des Betriebsverhaltens der instabilen Mischschaltung
2. Berechnung des notwendigen Korrekturgliedes C_K aus dem Schaltbild

Ermittlung des TK von C_K aus dem Betriebsverhalten

Das Verfahren soll an einem Beispiel erläutert werden: Ein neuer Industrieempfänger zeigt im UKW-Bereich sehr schlechte Frequenzkonstanz. Offensichtlich wurden versehentlich Kondensatoren mit falschem TK eingebaut. Etwa 35 Minuten lang muß in kurzen Abständen nachgestellt werden. Am Ende des Einlaufs ist der Sender um nahezu einen Zentimeter auf der Skala (entsprechend mindestens 410 kHz) verschoben. Aus der Richtung der Verschiebung ergibt sich mit den Gleichungen (1) und (2), daß der TK des Oszillatorkreises stark negativ ist.

Aus den Gleichungen (3) und (4) folgt

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta L}{L}\right)$$

$$= -\frac{1}{2}\Delta\vartheta\,(TK_C + TK_L) \qquad (5)$$

$$TK_C = -\frac{2\,\Delta f_0}{f_0 \cdot \Delta\vartheta} - TK_L \qquad (5a)$$

Mit $\Delta f_0 \approx 410$ kHz, einer durchschnittlichen Erwärmung von $\Delta\vartheta = 25$ grd und mit $TK_L = +10 \cdot 10^{-6}$ 1/grd beträgt der resultierende TK der Kreiskapazität bei 106 MHz Oszillatorfrequenz nach Gl. (5a) $TK_C = -320 \cdot 10^{-6}$ 1/grd. Dieser Wert muß durch Austausch des Korrekturkondensators C_K auf $TK_{C'} = -TK_L = -10 \cdot 10^{-6}$ 1/grd geändert werden, damit der gesamte TK des Kreises Null wird.

Zur weiteren Ermittlung denkt man sich alle Kapazitäten des Oszillatorkreises mit Ausnahme von C_K zu einer Parallelkapazität zusammengefaßt (Bild 3). Ihre Zahlenwerte entnimmt man der Schaltung. Im Beispiel wird mit $C_R = 14$ pF gerechnet; darin ist ein kleiner Zuschlag für Schaltkapazitäten enthalten.

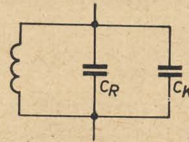


Bild 3: Ersatzschaltung des Oszillatorkreises nach Bild 2 mit Kompensationskapazität C_K

Der TK des bisherigen Korrekturkondensators muß festgestellt werden. Im vorliegenden Fall zeigte sich nach Öffnen des Tuners, daß ein blauer Keramikkondensator mit extrem hohem negativem TK eingelötet worden war.

Für das Temperaturverhalten parallelgeschalteter Kondensatoren gilt

$$TK_C \cdot C = \sum_{\nu=1}^{\nu=n} TK_{C_\nu} \cdot C_\nu \qquad (6)$$

Der TK der Restkapazität ist somit

$$TK_R = \frac{TK_C \cdot C - TK_K \cdot C_K}{C_R} \qquad (6a)$$

Mit $TK_K = -750 \cdot 10^{-6}$ 1/grd ergibt sich $TK_R = -74 \cdot 10^{-6}$ 1/grd. Der TK der Kreiskapazität soll gleich $-TK_L = -10 \cdot 10^{-6}$ 1/grd werden. Mit dieser Forderung und mit TK_R folgt aus Gleichung (6) die Beziehung für den TK des neu einzubauenden Korrekturkondensators

$$TK_{K'} = \frac{-TK_L \cdot C - TK_R \cdot C_R}{C_K} \qquad (7)$$

Bei den gegebenen Zahlenwerten ist $TK_{K'} \approx +102 \cdot 10^{-6}$ 1/grd.

Fehlerbetrachtung

Sind $TK_{C'}$ und TK_R mit einer Ungenauigkeit behaftet, so wirkt sich das natürlich auf die Berechnung des gesuchten $TK_{K'}$ aus:

$$\Delta TK_{K'} = \frac{\Delta TK_{C'} \cdot C - \Delta TK_R \cdot C_R}{C_K} \qquad (8)$$

Ist die Unsicherheit von $TK_{C'}$ und TK_R beispielsweise je $\pm 15\,\%$, so ergibt sich

$$\Delta TK_{K'} =$$

$$\frac{\pm 1{,}5 \cdot 10^{-6}\,\frac{1}{grd} \cdot 22\,pF - (\pm 10{,}1) \cdot 10^{-6}\,\frac{1}{grd} \cdot 14\,pF}{8\,pF}$$

Im ungünstigsten Fall, d. h. wenn beide Fehler das Ergebnis im gleichen Sinn beeinflussen, folgt daraus als größtmögliche Abweichung

$$\Delta TK_{K'max} = \pm 21{,}8 \cdot 10^{-6}\,\frac{1}{grd},$$

$$\frac{TK_{K'm}}{TK_{K'}} = \pm 21{,}3\,\%$$

Bei der angenommenen Unsicherheit der Zahlenangaben muß der neu einzubauende Kondensator C_K von 8 pF den Temperaturkoeffizienten $TK_{K'} = (102 \pm 22) \cdot 10^{-6}$ 1/grd besitzen. Im besprochenen Gerät wurde ein keramischer Kondensator eingelötet, dessen $TK + 90 \cdot 10^{-6}$ 1/grd beträgt. Mit diesem arbeitet das Gerät stabil.

Es soll noch untersucht werden, welchen Einfluß die verbliebene Unsicherheit des TK des Korrekturgliedes auf die Frequenzstabilität haben kann. Da C_K nur einen Teil der Gesamtkapazität darstellt geht seine TK-Abweichung auch nur teilweise in den TK des Kreises ein; für diesen gilt

$$\Delta TK_{C'} = \frac{C_K}{C_K + C_R} \cdot \Delta TK_{K'} \qquad (9)$$

Im vorliegenden Falle ist $\Delta TK_{C'} = 7{,}9 \cdot 10^{-6}$ 1/grd.

Unter Verwendung von Gleichung (5) erhält man daraus die maximale Frequenzabweichung

$$\Delta f_0 = \left|\frac{1}{2}\,\Delta\vartheta \cdot \Delta TK_{C'} \cdot f_0\right|$$

zu

$$\Delta f_{0max} = |10{,}5\,kHz|$$

Der durch die angenommenen Abweichungen verursachte Frequenzfehler ist unwesentlich, er liegt unterhalb der Einstellgenauigkeit des Gerätes. Sollten die Angaben mit noch größeren Fehlern behaftet sein, so wird die Kompensation nicht sofort so vollkommen gelingen. Man muß dann einen Kondensator der nächsthöheren oder tieferen TK-Gruppe einsetzen oder durch Kombination zweier Kondensatoren verschiedenen Temperaturverhaltens den erforderlichen TK herstellen.

Für Parallelschaltung zweier Kondensatoren gilt wieder Gleichung (6). Für zwei in Reihe geschaltete Kapazitäten C_1 und C_2 gilt

$$TK_r = \frac{TK_1 \cdot C_2 + TK_2 \cdot C_1}{C_1 + C_2} \qquad (10)$$

Zunächst sollte aber versucht werden, ob nicht mit einem einzigen Kondensator die Kompensation erreichbar ist, da durch zusätzliche Schaltelemente auch zusätzliche Einflüsse entstehen können. Sofern der errechnete TK-Wert und der des Trimmers genügend voneinander abweichen, kann auch durch Änderung des C_K/C_T-Verhältnisses ($C_K + C_T$ muß natürlich konstant bleiben) der TK des Kreises in gewissen Grenzen variiert werden.

Berechnung des TK von C_K aus dem Schaltbild

Näherungsweise läßt sich auch ohne Messung der Frequenzverwerfung der Temperaturkoeffizient des Kompensationskondensators C_K auf einfache Art berechnen. Dieses Verfahren kann besonders beim Neuaufbau von Mischstufen verwendet werden. Es ist notwendig, daß die TK aller Bauelemente des Kreises außer TK_K bekannt sind.

Aus Bild 2 ergibt sich unter Vernachlässigung des 160-pF-Kondensators Bild 4 (links). Schwierig ist lediglich die Erfassung des Verhaltens der Röhre, da in ihr ganz andere Temperaturverhältnisse als in den übrigen Schaltelementen herrschen. Man kann sie in der Rechnung durch eine äquivalente Kapazität ersetzen, die bei 25 grd Temperaturänderung das gleiche Kapazitätsverhalten wie die Röhre zeigt. Aus der Röhreneingangskapazität und deren Änderung (z. B. 5 pF + 0,04 pF) errechnet sich der äquivalente Temperaturkoeffizient:

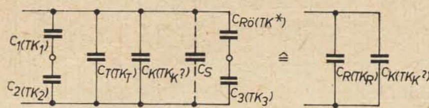


Bild 4: Teilschaltung von Bild 2 zur Berechnung des TK von C_K

$$TK^* = + \frac{\Delta C}{C \cdot \Delta \vartheta}$$

z. B.

$$TK^* = \frac{0{,}04\,\mathrm{pF}}{5\,\mathrm{pF} \cdot 25\,\mathrm{grd}} = +320 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\mathrm{grd}}$$

Nun können nach Gleichung (10) die $TK_{1,2}$ und $TK_{3,Rö}$ der beiden Reihenschaltungen berechnet werden sowie die zugehörigen Reihenkapazitäten:

$$C_r = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Dadurch ist eine reine Parallelschaltung von Kapazitäten entstanden. Nun wird die Restkapazität

$$C_R = \sum C_p \qquad \text{(außer } C_K\text{)}$$

sowie deren TK_R nach Gleichung (6) ermittelt. Der gesuchte Temperaturkoeffizient ergibt sich dann wie vorn mit $TK_C = -TK_L$ nach der Beziehung

$$TK_K = \frac{-TK_L \cdot C - TK_R \cdot C_R}{C_K} \qquad (7a)$$

Die Untersuchung bezog sich auf Mischschaltungen mit induktiver Abstimmung. Erfolgt die Abstimmung kapazitiv, so ist zu beachten, daß die veränderliche Kapazität (Drehkondensator) nur einen Teil der gesamten Kreiskapazität darstellt. Dadurch ändert sich mit der Abstimmung auch TK_C, während TK_L konstant bleibt. Mit einem einzigen Korrekturglied ist daher eine genaue Temperaturkompensation nur in einem Abstimmpunkt zu erreichen.

Literatur

[1] Arschinow, S. S.: Frequenzkonstanz von Röhrengeneratoren. VEB Verlag Technik, Berlin 1955

HF-Regelung für Gleichstrommotoren

Die heute fast allgemein benutzten Batteriemotoren in transistorisierten Heimbandgeräten arbeiten mit einem Fliehkraftregler, der über einen Schalttransistor den Motorstromkreis ein- und ausschaltet. Dabei sind die Schleifringe und Bürsten der Fliehkraftregler Ursache mancher Störung im Gleichlaufverhalten. Schon Veränderungen der atmosphärischen Bedingungen können Veränderungen beim Übergangswiderstand und in der Reibung hervorrufen. Auch das Motorengeräusch kann sich dabei sehr merklich verändern. Schwierigkeiten macht auch der sehr feine Kontakt des Fliehkraftreglers. Nach längerer Betriebsdauer tritt durch die Gleichstrombelastung eine Materialwanderung ein, die Drehzahländerungen hervorruft. Gleichstrom-Regelmotoren, bei denen die Fliehkraftregler direkt in den Ankerzweigen angeordnet sind, eignen sich nur für geringe Leistungen, weil sonst die Kontaktbelastung zu groß wird. Andere Systeme halten die Drehzahl über Tacho-Generatoren konstant oder durch Brückenschaltungen, die über Fliehkraftregler beeinflußt werden. Wegen des erheblichen Aufwandes werden sie in der Praxis kaum angewendet.

In Kleinstmotoren der Firma Gebr. Bühler Nachfolger, Nürnberg, wird nun ein neues HF-Regelsystem angewendet, dessen Funktionsprinzip nachstehend näher beschrieben werden soll. Im Motor befindet sich eine Oszillatorspule, die am Motorengehäuse befestigt ist. Auf dem Anker ist eine Dämpfungsspule angebracht, die durch den Fliehkraftregler kurzgeschlossen bzw. geöffnet wird. Ein mit dieser Vorrichtung aufgebauter Oszillator wird bei richtiger Dimensionierung bei geschlossenem Fliehkraftkontakt nicht schwingen, bei geöffnetem Fliehkraftkontakt jedoch sofort anschwingen und eine Wechselspannung erzeugen. Über einen Gleichrichter wird mit dieser Wechselspannung ein Schalttransistor gesteuert. Mit dieser Anordnung lassen sich folgende Forderungen realisieren: Die Reglerkohlen kommen in Wegfall; im Schaltkreis fließt beim Schließen des Kontaktes nur ein ganz geringer Wechselstrom, während beim Öffnen des Kontaktes kein Stromfluß vorhanden ist und somit der gefürchtete Abreißfunken überhaupt nicht auftreten kann. Die Kontaktbelastung ist also äußerst gering und die Konstanz des Regelkreises bleibt über lange Zeiträume, die im allgemeinen über der Lebensdauer des Motors liegen, erhalten. Das Schaltbild (Bild 1) gibt Aufschluß über Einzelheiten der neuen Schaltungsanordnung.

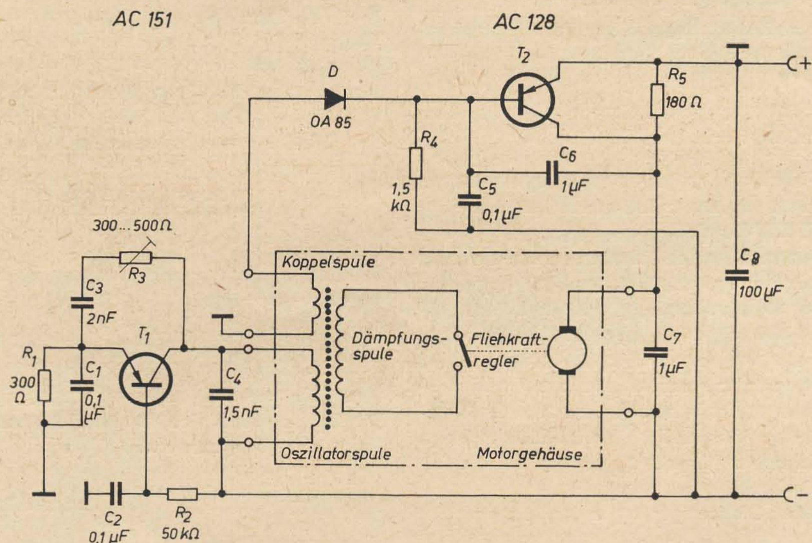


Bild 1: Schaltbild der Regelschaltung

Zusammenfassend ist festzustellen, daß sich der HF-geregelte Gleichstrommotor nicht nur zum Antrieb von Heimbandgeräten, sondern auch für alle drehzahlgeregelten Antriebe mit hoher Drehzahlkonstanz verwenden läßt.

Bau-

Literatur

Industrie-Elektronik/Elektrowelt 8 (1963) Nr. B10

Ing. FRIEDRICH JUMMEL 2

Das mechanische Einseitenbandfilter MF 450 ± E – 0340

Allgemeine Bemerkungen

Bei dem angegebenen Filtertyp (Bild 1) handelt es sich um ein mechanisches Filter zur Dämpfung des Trägers und des oberen bzw. unteren Seitenbandes bei Einseitenbandgeräten. Die Ausnutzung der mechanischen Schwingungen eines entsprechend aufgebauten Resonanzsystems bewirken bei guter Stabilität und bei im Vergleich zu Quarzfiltern relativ kleinen Abmessungen eine hohe Selektion. Das Filter ist als Kompressionsfilter aufgebaut. Die elektromechanische Umwandlung geschieht über magnetostriktive Ferrite in einem Wandler (Bild 2).

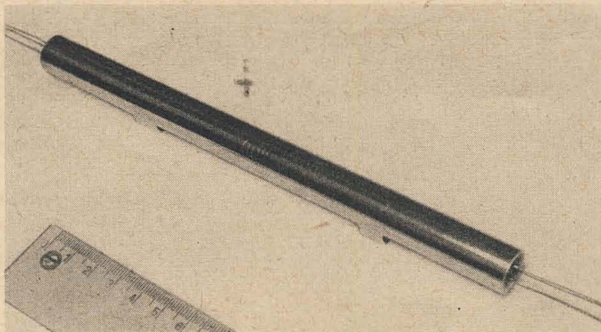


Bild 1: Ansicht des Filters MF 450 ± E — 0340

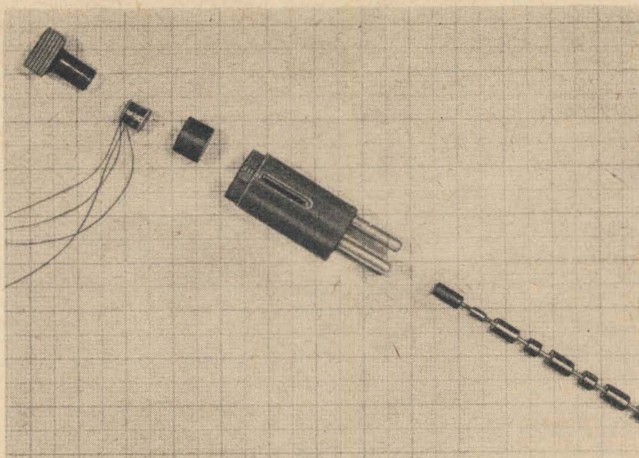


Bild 2: Einzeldarstellung des Wandlers

Verwendungszweck

Das Filter ist zum Einsatz in kommerziellen Funkgeräten, insbesondere Einseitenbandgeräten, vorgesehen. Es ist mit Ausnahme von teueren und größer ausfallenden Quarzfiltern keine Möglichkeit bekannt, mit vergleichbaren geringem Aufwand eine gleich hohe Selektion und geringe Durchlaßdämpfung zu erreichen.

Auf Grund niedriger einstellbarer Abschlußwiderstände besteht eine günstige Möglichkeit des Einsatzes des Filters in Verbindung mit Transistoren.

Aufbau

Das Filter ist in einem Metallgehäuse montiert und durch verlöteten Verschluß gegen äußere thermische und mechanische Einflüsse geschützt. Die Anschlußdrähte sind lötbar und durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Die Befestigung des Filters erfolgt mittels M-3-Schrauben. In Geräten mit höheren als in den Kenndaten angegebenen Schüttelbeanspruchungen ist die Überbelastung durch geeignete Dämpfungsmittel auf die Pflichtenheftwerte herabzusetzen.

Masse: 125 g

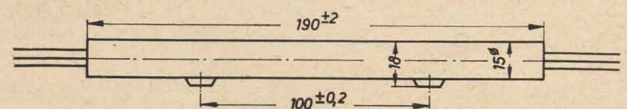


Bild 3: Abmessungen

Kenndaten

	Oberes Seitenband	Unteres Seitenband
Typenbezeichnung	MF 450 + E — 0340	MF 450 — E — 0340
Durchlaßbereich (6 dB-Abfall), ausgehend von Trägerfrequenz 0 in Hz	+ (250 ± 100 ··· 3400 + 600)	— (250 ± 100 ··· 3400 + 600)
Trägerfrequenz in kHz	450	
Formfaktor (Verhältnis der Bandbreiten bei 60 dB und 6 dB)	≦ 1,5	
Trägerunterdrückung in dB	≧ 12	
Welligkeit im Bereich ± (450 ··· 3000 Hz) von der Trägerfrequenz in dB	≦ 3	
Zulässige Umgebungstemperatur bei Einhaltung der angegebenen Daten in °C	+ 10 ··· + 50	
Schüttelsicherheit (20 ··· 70 Hz) in g	3,5	
Dämpfungskurven	Die Filterkurven (Bilder 4 und 5) verlaufen innerhalb der schraffiert dargestellten Bereiche	

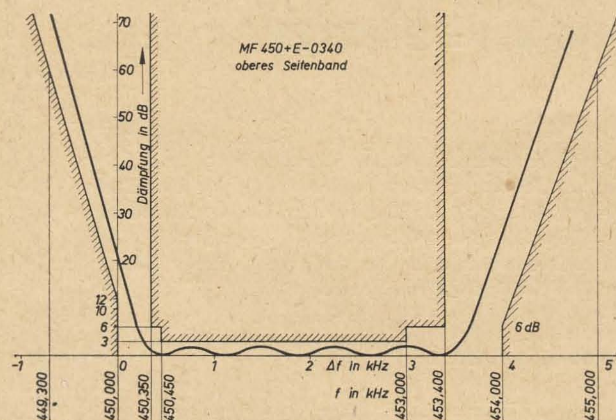


Bild 4: Durchgangscharakteristik für das obere Seitenband

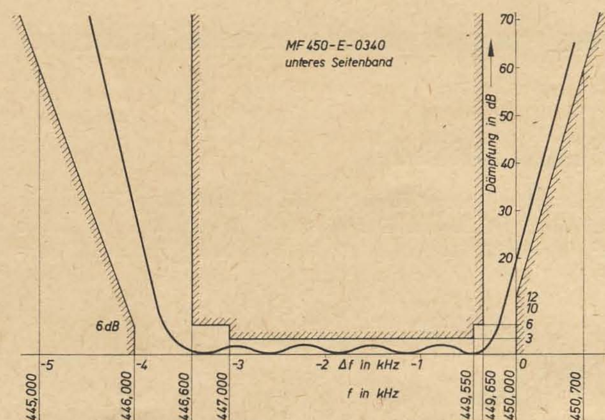


Bild 5: Durchgangscharakteristik für das untere Seitenband

Anschlußwerte

Der Anschluß des Filters soll gleichstromfrei erfolgen.

Anschlußkennzeichnung: (im Bild 6 mit angegeben)

Abschlußwiderstände: (im Bild 6 mit angegeben)

Abstimmkapazitäten

C_E = 450 pF ± 25%
C_A = 450 pF ± 25%

Die genauen Werte sind bei jedem Filter angegeben und liegen innerhalb der angegebenen Toleranz.

Toleranzen der Abstimmkapazitäten:

C_E = ±1%
C_A = ±1%

Temperaturkoeffizient der Abstimmkapazitäten:

TK_c: etwa N 470 (z. B. TGL 5345 KWH)

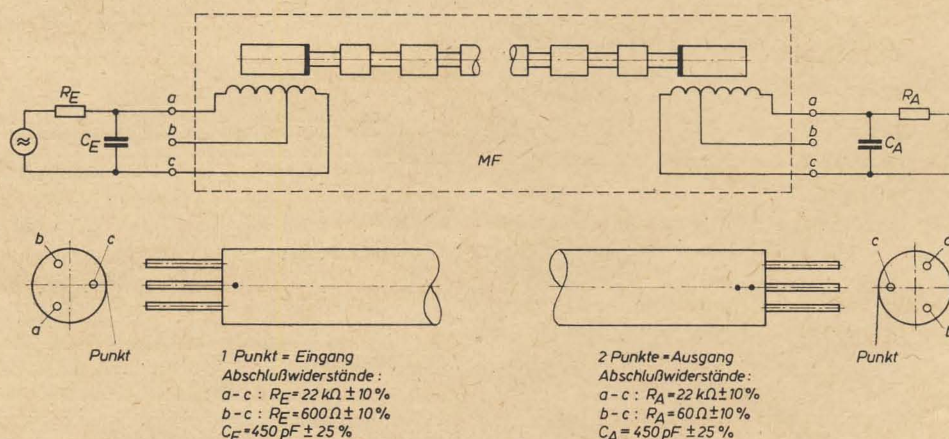


Bild 6: Anschlußschema und Sockelschaltung des Filters MF 450 ± E — 0340

2.4. Regelcharakteristik

2.4.1. Begriffserklärung

Aus der Regelcharakteristik ist die Frequenzänderung Δf bei einer entsprechenden Steilheitsänderung der Reaktanzröhre durch die Regelspannung U_R zu erkennen. Die Abhängigkeit dieser beiden Größen wird durch die Regelsteilheit ausgedrückt (Beispiel: siehe Bild 13):

$$S_R = \frac{\Delta f}{\Delta U_R} \quad \text{in Hz/V}$$

Zusätzliche Bemerkungen

Die Steilheitsänderung wird durch Verschiebung des Arbeitspunktes vorgenommen, der durch die Gittervorspannung $-U_g$ bestimmt wird. Der Arbeitspunkt mit $-U_g$ entspricht dem Nullpunkt der Regelcharakteristik. Überlagert man $-U_g$ eine positive bzw. negative Regelspannung ($+U_R$ bzw. $-U_R$), so wird der Arbeitspunkt nach rechts bzw. links verschoben. Die hierdurch eintretende Steilheitsänderung der Reaktanzröhre verändert entsprechend den bekannten Gleichungen die Resonanzfrequenz der Ersatzschaltungen. Die Regelcharakteristik wird entweder durch

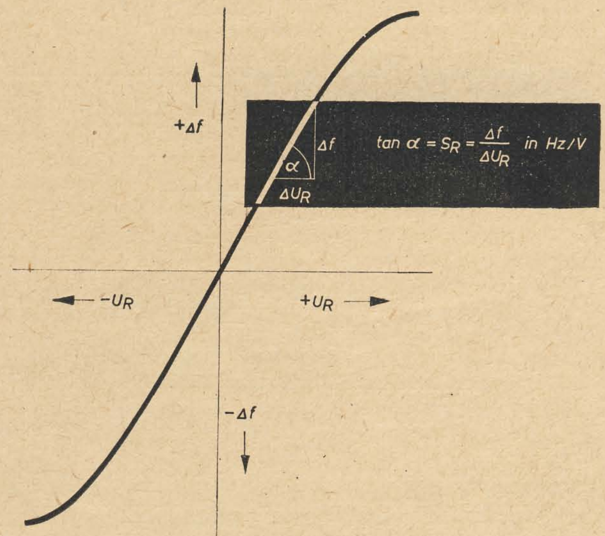


Bild 13

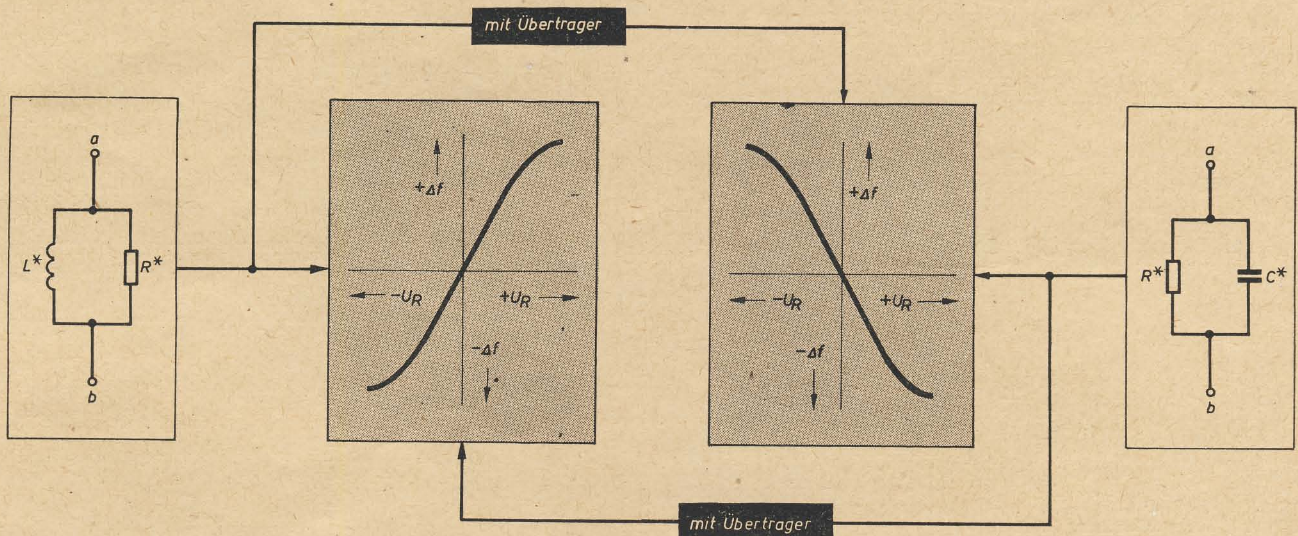


Bild 14

den Gitterstrom oder durch den Sperrbereich der Kennlinie begrenzt. Die Regelcharakteristik ist vom Aufbau der Reaktanzstufe abhängig (Bild 14).

2.5. Reaktanzstufen mit kompensiertem Wirkanteil (Bild 8, Reaktanzstufen Blatt 3)

2.5.1. Allgemeine Erklärungen

Bei diesen Reaktanzstufen werden keine schaltungsmäßigen Änderungen gegenüber den Reaktanzstufen mit Übertragern vorgenommen. Es wird lediglich durch entsprechende Dimensionierung der Reaktanzschaltung der Kompensationszustand erreicht. Hierbei wird der Innenwiderstand R_i der Reaktanzröhre **nicht** vernachlässigt.

Im folgenden wird aus Übersichtsgründen nur die Möglichkeit gezeigt, wie der Kompensationszustand erreicht werden kann.

2.5.2. Möglichkeiten zur Kompensation des Wirkanteils

Ausgangspunkt für die folgenden Betrachtungen ist Gl. (1) (Reaktanzstufen Blatt 1)

$$\mathfrak{I}_a = \mathfrak{U}_a \left(S \cdot \alpha + \frac{1}{R_i}\right)$$

Mit Gl. (7) (Reaktanzstufen Blatt 3), also mit

$$\alpha = -\alpha_{ges} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

wird

$$\mathfrak{J}_a = \mathfrak{U}_a\left(\frac{1}{R_i} - S\cdot\alpha_{ges}\right) = \mathfrak{U}_a\left(\frac{1}{R_i} - S\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}\right)$$

Hieraus ergibt sich der Scheinwiderstand der Reihenschaltung

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} - S\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}}$$

Diese Gleichung wird mit den Angaben unter 1.6.1 (Reaktanzstufen Blatt 2) weiterentwickelt, und zwar mit den in Tabelle 1 enthaltenen Größen für die Schaltungen II und IV. Damit gilt:

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} - S\frac{R}{R \pm jX_{L/C}}}$$

bzw.

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R_i(R \pm jX_{L/C})}{R \pm jX_{L/C} - S\cdot R\cdot R_i}$$

Nach konjugiert komplexer Erweiterung ergibt sich

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R_i\cdot R^2(1-SR_i) \mp jX_{L/C}\cdot R_i\cdot R \pm jX_{L/C}R_iR(1-SR_i) + R_i\cdot X^2_{L/C}}{R^2(1-SR_i)^2 + X^2_{L/C}}$$

Der Wirkanteil des vorstehenden Scheinwiderstandes beträgt

$$R_{a/b} = \frac{R_i\cdot R^2(1-SR_i) + R_i\cdot X^2_{L/C}}{R^2(1-SR_i)^2 + X^2_{L/C}}$$

Mit der zulässigen Vernachlässigung $S\cdot R_i \gg 1$ ($\mu \gg 1$) gilt weiterhin

$$R_{a/b} = \frac{-R^2\cdot R_i^2\cdot S + R_i\cdot X^2_{L/C}}{R^2 R_i^2\cdot S^2 + X^2_{L/C}}$$

und nach Division dieser Gleichung mit

$$\frac{1}{R^2\cdot R_i^2\cdot S^2}$$

$$R_{a/b} = \frac{1}{S}\cdot\frac{-1 + \frac{X^2_{L/C}}{R^2\cdot R_i\cdot S}}{1 + \frac{X^2_{L/C}}{R^2\cdot R_i^2\cdot S^2}}$$

Die endgültige Gleichung lautet

$$R_{a/b} = -\frac{1}{S}\cdot\frac{1 - \frac{X^2_{L/C}}{R^2\cdot R_i\cdot S}}{1 + \frac{X^2_{L/C}}{R^2\cdot R_i^2\cdot S^2}}$$

Aus dieser Gleichung ist zu erkennen, daß der Realteil zu Null wird, wenn folgende Bedingung erfüllt wird

$$\frac{X^2_{L/C}}{R^2\cdot R_i\cdot S} = 1$$

$$\frac{\omega^2 L^2}{R^2\cdot R_i\cdot S} = 1 \qquad \frac{1}{\omega^2\cdot C^2\cdot R^2\cdot R_i\cdot S} = 1$$

Für die Schaltungen II und IV (siehe Tabelle)

Für die Schaltungen I und III nach Tabelle 1 gilt

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} - S\frac{\pm jX_{L/C}}{R \pm jX_{L/C}}}$$

Nach Umformung und konjungiert komplexer Erweiterung erhält man

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{R^2\cdot R_i \mp jX_{L/C}\cdot R\cdot R_i(1-SR_i) \pm jX_{L/C}R\cdot R_i + X^2_{L/C}R_i(1-SR_i)}{R^2 + X^2_{L/C}(1-SR_i)^2}$$

Tabelle 3

Schaltung mit Übertrager	Kompensationsbedingung	→ Schaltungsumwandlung
I	$\frac{\omega^2\cdot C^2\cdot R^2}{S\cdot R_i} = 1$	a, R′, L′, b → a, L′, b
II	$\frac{\omega^2\cdot L^2}{R^2\cdot S\cdot R_i} = 1$	
III	$\frac{R^2}{\omega^2\cdot L^2\cdot S\cdot R_i} = 1$	a, R′, C′, b → a, C′, b
IV	$\frac{1}{\omega_2\cdot C^2\cdot R^2\cdot S\cdot R_i} = 1$	
Zusätzl. Bemerkung: L′ und C′ nehmen bei dieser Kompensationsschaltung andere Werte an!		

Der Realteil lautet mit $S\cdot R_i \gg 1$ ($\mu \gg 1$)

$$R_{a/b} = \frac{R^2\cdot R_i - X^2_{L/C}\cdot S\cdot R_i^2}{R^2 + X^2_{L/C}\cdot S^2\cdot R_i^2}$$

und die endgültige Gleichung

$$R_{a/b} = \frac{1}{S}\cdot\frac{\frac{R^2}{X^2_{L/C}\cdot S\cdot R_i} - 1}{\frac{R^2}{X^2_{L/C}\cdot S^2\cdot R_i^2} + 1}$$

Bei den Schaltungen I und III wird der Realteil zu Null, wenn folgende Bedingung erfüllt wird

$$\frac{R^2}{X^2_{L/C}\cdot S\cdot R_i} = 1$$

$$\frac{R^2}{\omega^2\cdot L^2\cdot S\cdot R_i} = 1 \qquad \frac{\omega^2\cdot C^2\cdot R^2}{S\cdot R_i} = 1$$

Für die Schaltungen I und III (siehe Tabelle)

Bauanleitung für einen transistorisierten UKW-Tuner

F. STEFFEN

Die gegenwärtig im Handel befindlichen Transistoren gestatten es, einen volltransistorisierten UKW-Empfänger aufzubauen. Da bisher in der Literatur wenig Bauanleitungen für einen Tuner zu finden waren, soll hiermit eine Anregung gegeben werden.

Schaltung

Die Vorstufe arbeitet in Basisschaltung (Bild 1). Hierbei kann auf eine Neutralisation verzichtet werden. Der Eingangskreis ist als π-Filter ausgebildet und paßt die Antenne (60 Ω bzw. 240 Ω) an den niedrigen Eingangswiderstand des Transistors an. Der zweite Transistor arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Durch die kleine Koppelkapazität wird die Anpassung des Zwischenkreises an den Eingangswiderstand der Mischstufe hergestellt. Der dem Eingang der Mischstufe parallel liegende Reihenkreis dient als Saugkreis für die ZF; für die Oszillatorfrequenz ist nur noch die Spule (das C wirkt für diese Frequenz wie ein Kurzschluß) als phasendrehendes Element wirksam. Zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz ist der Transistor zwischen Kollektor und Emitter rückgekoppelt (5 pF). Er schwingt um die ZF über der Eingangsfrequenz. Der Wert 1,3 nF an der Basis (bestehend aus 1 nF und 300 pF) soll eine geringe Entdämpfung des 1. ZF-Kreises bewirken. Der 1. ZF-Kreis liegt noch auf der Tunerplatte und ist als Einkreisfilter ausgelegt. Die Koppelwindungen gehen direkt über 400 pF an den Emitter der nachfolgenden 1. ZF-Stufe.

Aufbau

Der Aufbau der Schaltung wurde auf einem Pertinaxbrettchen vorgenommen. Die Abmessungen und die Anordnung der Bauelemente sind aus Bild 2 zu entnehmen. Es wurde eine Induktivitätsabstimmung gewählt, weil dadurch die Beschaffung eines Miniaturdrehkos entfällt und sich deshalb besonders kleine Abmessungen erreichen ließen. Das Trägerrohr für die Induktivitätsabstimmung stammt von einem „Rembrandt"-Kanalwähler. Für die Abstimmkerne wurde Reinaluminium von 5 mm ∅ auf 11 mm Länge gesägt, vorsichtig in Längsrichtung auf 1 mm aufgebohrt und ein Perlonskalenseil eingezogen. Im Abstand der beiden Spulen werden dann die beiden Kerne auf dem Faden mit Klebstoff festgelegt. Dieses Seil läuft auf der einen Seite um eine Umlenkrolle, auf der anderen Seite um eine Achse von 33 mm ∅. Das Seil wird mit einer Feder gespannt. Im Bild 2 ist das gut zu erkennen. Ein genaues Abstimmen an dieser 3-mm-Achse auf einen Sender ist sehr schwierig; es wird daher empfohlen, nochmals zu untersetzen. Mit etwas Kolophonium kann verhindert werden, daß das Skalenseil auf der dünnen Achse rutscht.

Abgleich

Der Abgleich wird mit einem Dipmeter vorgenommen. Der Eingangskreis liegt sehr breit. Er wird auf etwa 92 MHz, der Zwischenkreis mit dem Trimmer auf 86 MHz und der Oszillatorkreis auf 96,7 MHz abgeglichen. Hierbei beginnt der Kern gerade in die Spule einzutauchen. Wenn man ein Stück Schaltdraht als Schleife einmal um die Spule des zu messenden Kreises und einmal um die Spule des Dipmeters legt, so bekommt man fast immer noch einen Dip. Man muß aber beachten, daß durch diese feste Kopplung das Dipmeter mehr oder weniger verstimmt wird.

Wenn jetzt Antenne, ZF-Teil, NF-Teil und eine Stromquelle angeschlossen werden, sind, wenn der Oszillator schwingt, beim Durchdrehen der Abstimmung die ersten Sender zu hören. Ist dies nicht der Fall, wird mit dem Dipmeter ein Signal auf den Eingang gegeben und durch Verändern der Phasendrehspule, nötigenfalls durch Vergrößern des Rückkopplungskondensators, der Oszillator zum Schwingen gebracht.

Auf eine Abschirmung des Tuners kann verzichtet werden, weil die Störstrahlung, bedingt durch die geringe Leistung des Oszillators, sehr gering ist und weil, der niedrigen Eingangswiderstände wegen, keine Gefahr der Kurzwelleneinstrahlung in den ZF-Teil besteht.

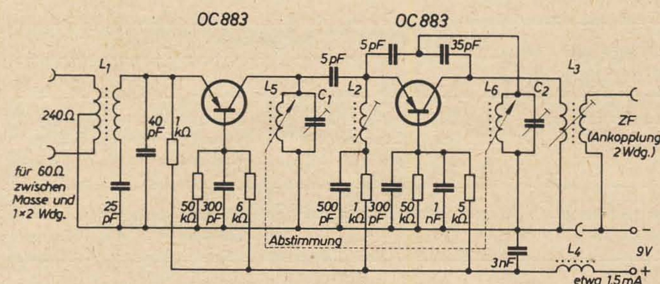


Bild 1: Schaltung des Tuners

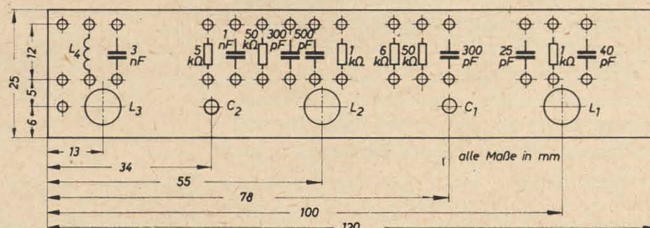


Bild 2: Aufbau des Tuners

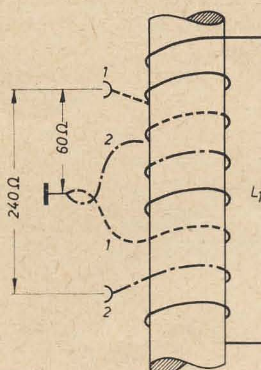


Bild 4: Ausführung der Antennenspule

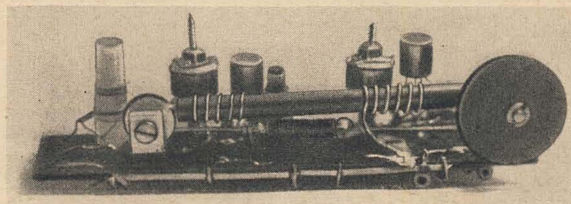


Bild 3: Ansicht des Tuners

Wickeldaten

L_1	Prim.: 2 × 2 Wdg. bif. 0,5 mm CuL für 240 Ω 2 Wdg. 0,5 mm CuL für 60 Ω Sek.: 5 Wdg. 0,8 mm CuL (nach Bild 4)
L_2	3½ Wdg. 0,6 mm CuL; Kern: HF-Eisen
L_3	38 Wdg. 10 × 0,04 mm CuLS; 7 mm ∅ Stiefelkörper, Kern: HF-Eisen. Die zweite Wicklung auf L_3 besteht aus 2 Wdg. 0,4 mm CuL nahe dem kalten Ende. Die Ausführung ist vom ZF-Verstärker abhängig.
L_4	30 Wdg. 0,2 mm CuLS; direkt auf 4 mm ∅ Ferritstift
L_5	5 Wdg. 0,8 mm CuAg 6 mm ∅
L_6	4 Wdg. 0,8 mm CuAg 6 mm ∅

Kurzzeichen der Halbleitertechnik

Ing. HELMUT MELZER

Allgemeines

In den letzten Jahren sind Halbleiterdioden und Transistoren zu brauchbaren elektrischen Bauelementen entwickelt worden. Sie werden heute bereits in der Nachrichtentechnik in außerordentlich großer Zahl verwendet. Für den Vergleich von Typen mit ähnlichen Eigenschaften ist es wichtig, daß in den Datenblättern der Hersteller die gleichen Grenz- und Kenngrößen aufgeführt sind. Es wurden deshalb unter Berücksichtigung der Festlegungen der Internationalen Elektrotechnischen Kommission und der Empfehlungen des Rates der Gegenseitigen Wirtschaftshilfe, Sektion 9 und 10, alle Kurzzeichen der Halbleitertechnik im Fachbereich-Standard TGL 200-8200 zusammengefaßt. Die angegebenen Kurzzeichen gelten für Begriffe der Halbleitertechnik. Mitgearbeitet haben an dieser Standardisierung die Technische Universität Dresden, die Technische Hochschule für Elektrotechnik in Ilmenau, die Universität Rostock, Institut für Fernmeldewesen und HF-Technik, die Ingenieurschule für Post- und Fernmeldewesen in Leipzig sowie die wichtigsten Institute und Betriebe, die Halbleiterbauelemente anwenden und herstellen.

Kurzzeichen für elektrische Größen

In diesem Abschnitt heißt es: Augenblickswerte zeitlich veränderlicher Größen werden durch Kleinbuchstaben dargestellt; Mittel-, Effektiv-, Gleich- und Scheitelwerte periodischer Funktionen durch Großbuchstaben.
Für Augenblicks-, Gleich-, Mittel-, Effektiv- und Scheitelgesamtwerte werden als Indizes Großbuchstaben verwendet, z. B.:

Emitter-Basis-Gleichspannung	U_{EB}
Kollektorgleichstrom	I_C
Kollektorverlustleistung	P_C

Im Standard wurde für die Spannung das Kurzzeichen U,u verwendet und nicht V,v, wie in der IEC-Publikation 148 „Kurzzeichen für Halbleiter-Bauelemente".
Für Augenblicks-, Scheitel- und Effektivwerte, vom arithmetischen Mittelwert an gezählt, werden als Indizes Kleinbuchstaben verwendet, z. B.:

Emitter-Basis-Wechselspannung (Effektivwert)	U_{eb}
Emitterwechselstrom (Effektivwert)	I_e
Emitter-Basis-Wechselspannung (Augenblickswert)	u_{eb}
Emitterwechselstrom (Augenblickswert)	i_e

Um Scheitel-, Mittel- und Effektivwerte voneinander zu unterscheiden, können die maximalen Scheitelwerte durch ein „∧", die minimalen Scheitelwerte durch ein „∨", die zeitlichen linearen Mittelwerte durch ein „—" und die Effektivwerte durch ein „~" über dem Buchstaben ihres Zeichens angegeben werden, z. B.:

Kollektorscheitelstrom (maximaler Gesamtwert)	$\hat{I}_C$
Durchlaßstrommittelwert	$\bar{I}_F$
Sperrstrommittelwert	$\bar{I}_R$
Durchlaßstromeffektivwert	$\tilde{I}_F$

Für maximal zulässige Werte (Grenzwerte) ist im Index die Kurzbezeichnung „max" und für minimal zulässige Werte „min" zu verwenden.

Aufbauschema oder Grundtabelle der Kurzzeichen

Nach den soeben angegebenen Regeln gilt für die Kurzzeichen und Indizes die Tabelle 1.

Tabelle 1

Indizes	Kurzzeichen i, u, p	Kurzzeichen I, U, P
kleine Buchstaben e, b, c, f, r	Augenblickswerte der veränderlichen Komponente	Scheitel-, Mittel- und Effektivwerte der veränderlichen Komponente
große Buchstaben E, B, C, F, R	Augenblicksgesamtwerte	Scheitel-, Mittel- und Effektivgesamtwerte

Anwendung der Kurzzeichen

Bild 1 gilt für den Fall, daß eine veränderliche Komponente schwacher Amplitude im Emitterstrom eines Transistors enthalten ist.
Im Bild 1 bedeuten

I_E	Gleichstromwert ohne Signal
$\bar{I}_E$	Gleichstromwert mit Signal
$\hat{I}_E$	Maximaler Scheitelgesamtwert
$\tilde{I}_E$	Effektiver Gesamtwert
$\check{I}_E$	Minimaler Scheitelgesamtwert
$\hat{I}_e$	Maximaler Scheitelwert der veränderlichen Komponente
$\tilde{I}_e$	Effektivwert der veränderlichen Komponente
$\check{I}_e$	Minimaler Scheitelwert der veränderlichen Komponente
i_E	Augenblicksgesamtwert
i_e	Augenblickswert der veränderlichen Komponente

Tabelle 2

Wärmewiderstand	R_{th}
innerer Wärmewiderstand (internal)	R_{thi}
äußerer Wärmewiderstand (external)	R_{the}
Temperatur in °C	ϑ, t
absolute Temperatur in °K	T
Umgebungstemperatur (ambient temperature)	ϑ_a, t_a, T_a
Gehäusetemperatur (case temperature)	ϑ_c, t_c, T_c
Sperrschichttemperatur (junction temperature)	ϑ_j, t_j, T_j
Kühlmitteltemperatur	ϑ_k, t_k, T_k
Lagerungstemperatur (storage temperature)	ϑ_s, t_s, T_s
Impulsdauer (pulse duration)	t_p
Verzögerungszeit (delay time)	t_d
Anstiegszeit (rise time)	t_r
Speicherzeit (storage time)	t_s
Abfallzeit (fall time)	t_f
Durchlaßerholungszeit (forward recovery time)	t_{fr}
Sperrerholungszeit (reverse recovery time)	t_{rr}
Kollektorzeitkonstante	τ_c
Anstiegszeitkonstante	τ_r
Speicherzeitkonstante	τ_s
Wärmezeitkonstante	τ_{th}
Rauschmaß, Rauschfaktor	F

Kurzzeichen für nichtelektrische Größen

Für nichtelektrische Größen sind die in der Tabelle 2 angegebenen Kurzzeichen zu verwenden.

Kurzzeichen für Kenngrößen von Dioden

Um bei Dioden die Betriebsrichtung zu kennzeichnen, wird die Durchlaßrichtung durch den Buchstaben F bzw. f (Forward) und die Sperrichtung durch den Buchstaben R bzw. r (reverse) im Index gekennzeichnet.
Diese Kennzeichnung weicht von der in der DDR bisher verwendeten AK- und KA-Kennzeichnung ab, entspricht aber der IEC-Publikation 148 „Kurzzeichen für Halbleiter-Bauelemente".
Für allgemeine Begriffe von Diodenkenngrößen sind die in der Tabelle 3 angegebenen Kurzzeichen zu verwenden.

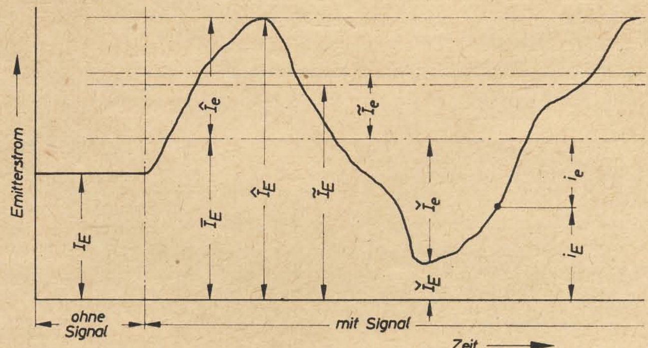


Bild 1: Zur Veranschaulichung der Kurzzeichen

Tabelle 3

Durchlaßstrom (Augenblicksgesamtwert)	i_F
Durchlaßspannung (Augenblicksgesamtwert)	u_F
Sperrspannung (Augenblicksgesamtwert)	u_R
Sperrstrom (Augenblicksgesamtwert)	i_R
Durchlaßwiderstand	R_F
Sperrwiderstand	R_R
differentieller Widerstand	r
Nullpunktwiderstand	r_0
Nullpunktkapazität	c_0

In der Tabelle 4 sind die Kurzzeichen von Diodenkenngrößen für spezielle Begriffe angegeben.
Die Erklärungen der Begriffe können in den Fachbereichstandards „Begriffe der Halbleitertechnik“ (TGL 200-8160) und „Begriffe für Halbleiterbauelemente“ (TGL 200—8161, Blatt 1 für Dioden, Blatt 2 für Transistoren und Blatt 3 für Halbleitergleichrichterdioden) nachgelesen werden; z. Z. gilt noch die TGL 6508 für Halbleiterdioden.

Tabelle 4

Zenerstrom	I_Z
Zenerspannung	U_Z
Zenerwiderstand	r_z
Temperaturbeiwert der Zenerspannung	K_{UZ}
Temperaturbeiwert des Zenerwiderstandes	K_{rz}
Nenndurchlaßstrom	$\bar{I}_{FN}$
periodischer Spitzendurchlaßstrom	$\hat{I}_{FP}$
Zerstörungsstrom	$\bar{I}_{FZ}$
Zerstörungszeit	t_Z
Zerstörungsfaktor	m_z
Zerstörungswert	Z
Überlaststrom	$\bar{I}_{FU}$
Überlastzeit	t_U
Überlastfaktor	m_U
Überlastwert	$Ü$
Stoßstrom	I_{FS}
Kurzzeitstrom	$\bar{I}_{FK}$
Kurzzeitfaktor	m_K
Nenndurchlaßspannung	$\bar{U}_{FN}$
Schleusenspannung	U_S
Nennsperrspannung	$\hat{U}_{RN}$
periodische Spitzensperrspannung	$\hat{U}_{RP}$
Stoßspannung	$\hat{U}_{RS}$
Prüfspannung	$\hat{U}_{RT}$
obere Grenzfrequenz	f_o

Kurzzeichen für Kenngrößen von Transistoren

Die Transistorelektroden werden wie folgt bezeichnet:

Emitteranschluß	E,e
Basisanschluß	B,b
Kollektoranschluß	C,c

Anordnung der Indizes

Spannungen:

Der erste Index besteht in der Regel aus zwei Buchstaben, die die Punkte bezeichnen, zwischen denen die Spannung gemessen wird. Die Reihenfolge der Buchstaben gibt die positive Zählrichtung an. Der zweite Buchstabe kann weggelassen werden, wenn dadurch kein Mißverständnis entsteht.

Ströme:

Ströme werden durch den Index der Eintrittselektrode bezeichnet.
Bei Bauelementen, die mehr als eine Elektrode desselben Typs haben, werden die Anschlußindizes abgewandelt durch Hinzufügen einer Zahl hinter dem betreffenden Index, und zwar auf derselben Zeile. Zwischen die Anschlußindizes ist ein Bindestrich zu setzen. Die Spannung zwischen dem zweiten Basisanschluß und dem Emitter lautet z. B. U_{B2-E}.
Bei Mehrfachanordnungen von Bauelementen werden die Anschlußindizes durch Hinzufügen einer Zahl vor dem betreffenden Index gekennzeichnet. Für die Spannung zwischen der Basis des ersten Elementes und der Basis des zweiten Elementes gilt also U_{1B-2B}.

Restströme:

Der Reststrom eines Anschlusses stellt den Sperrstrom durch den zugehörigen Übergang dar, wobei die beiden anderen Anschlüsse gleichstrommäßig durch einen Widerstand abgeschlossen sind. Die Grenzfälle des Widerstandes (Null und Unendlich) sind entsprechend definiert.
Reststrom der im Index zuerst genannten Elektrode bei Leerlauf (open) der nicht genannten Elektrode: $I_{..O}$; z. B.

Kollektorreststrom bei offenem Emitter I_{CBO}

Kollektorreststrom bei offener Basis I_{CEO}

Emitterreststrom bei offenem Kollektor I_{EBO}

Reststrom der im Index zuerst genannten Elektrode bei Kurzschluß (short) zwischen der zuletzt und der nicht genannten Elektrode: $I_{..S}$; z. B. Kollektorreststrom bei Kurzschluß zwischen Emitter und Basis I_{CES}

Reststrom der im Index zuerst genannten Elektrode bei ohmschem Abschluß zwischen der zuletzt und der nicht genannten Elektrode: $I_{..R}$; z. B. Kollektorreststrom bei ohmschem Abschluß zwischen Emitter und Basis I_{CER}

Reststrom der im Index zuerst genannten Elektrode bei in Sperrichtung angelegter Spannung zwischen der zuletzt und der nicht genannten Elektrode: $I_{..V}$; z. B. Kollektorreststrom bei gesperrter Emitterdiode I_{CEV}

Durchbruchspannungen (Breakdown Voltage) $U_{(BR)...}$:
Die Durchbruchspannung ist die Spannung in Sperrichtung, bei welcher der Durchbruch erfolgt. Wenn keine Verwechslungen möglich sind, kann (BR) im Index entfallen.

Durchbruchspannung bei Leerlauf der im Index nicht genannten Elektrode: $U_{(BR)..O}$; z. B. Kollektor-Basis-Durchbruchspannung bei offenem Emitter $U_{(BR)CBO}$

Emitter-Basis-Durchbruchspannung bei offenem Kollektor $U_{(BR)EBO}$

Durchbruchspannung bei Kurzschluß zwischen der im Index zuletzt und der nicht genannten Elektrode: $U_{(BR)..S}$; z. B. Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei Kurzschluß zwischen Emitter und Basis $U_{(BR)CES}$

Durchbruchspannung bei ohmschem Abschluß zwischen der im Index zuletzt und der nicht genannten Elektrode: $U_{(BR)..R}$; z. B. Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei ohmschem Abschluß zwischen Emitter und Basis $U_{(BR)CER}$

Durchbruchspannung bei in Sperrichtung angelegter Spannung zwischen der im Index zuletzt und der nicht genannten Elektrode: $U_{(BR)..V}$; z. B. Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei gesperrter Emitterdiode $U_{(BR)CEV}$

Sperrschichtberührungsspannung (Punch-Through-Voltage): U_{pt}. Die Sperrschichtberührungsspannung ist die Kollektor-Emitter-Spannung, bei der die Kollektorsperrschicht die Emittersperrschicht berührt und außerdem die Majoritätsträger des Emitters die Raumladungszone der Emittersperrschicht bis zur Berührungsfläche überwinden können.

Leerlaufgleichspannungen (Floating Voltage) $U_{..fl}$: Die Leerlaufgleichspannung ist die Spannung, die sich zwischen den im Index bezeichneten Elektroden einstellt, wenn an der im Index zuletzt und der nicht genannten Elektrode eine besonders genannte Spannung liegt, z. B. Kollektor-Basis-Leerlaufgleichspannung (Kollektor offen) U_{CBfl}

Emitter-Basis-Leerlaufgleichspannung (Emitter offen) U_{EBfl}

Restspannungen (Saturation Voltage):

Kollektor-Emitter-Restspannung $U_{CE\,rest}$ ist die Spannung, die sich zwischen Kollektor und Emitter bei Kurzschluß zwischen Basis und Kollektor und bei einem bestimmten Emitter- oder Kollektorstrom einstellt.
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CE\,sat}$ ist die Spannung zwischen Kollektor und Emitter, wenn ein konstanter Basisstrom eingespeist und der Kollektorstrom durch die äußere Schaltung auf einen festen Wert begrenzt wird.

Kurzzeichen und Indizes für Vierpolparameter

Vierpolparameter, die Eigenwerte des Bauelementes darstellen, werden durch kleine Buchstaben mit den passenden Indizes bezeichnet.
Vierpolparameter von äußeren Stromkreisen bzw. Schaltungen oder von Schaltungen, in denen das Bauelement lediglich einen Teil bildet, werden durch große Buchstaben mit den passenden Indizes bezeichnet.
Der erste Index in der für Matrizenelemente üblichen Schreibweise dient zur Festlegung der Elemente einer Vierpolmatrix. Der zweite Index bezeichnet die Grundschaltung.
Wenn die Grundschaltung nicht besonders gekennzeichnet werden soll, kann der zweite Index weggelassen werden.
Kleinsignal-Parameter werden durch Indizes mit kleinen Buchstaben gekennzeichnet.
Tabelle 5 faßt die Vierpolparameter zusammen.

Tabelle 5

	Basis-schaltung	Emitter-schaltung	Kollektor-schaltung
Kurzschluß-Eingangswiderstand	h_{11b}	h_{11e}	h_{11c}
Realteil des Kurzschluß-Eingangswiderstandes	$Re(h_{11b})$	$Re(h_{11e})$	$Re(h_{11c})$
Imaginärteil des Kurzschluß-Eingangswiderstandes	$Im(h_{11b})$	$Im(h_{11e})$	$Im(h_{11c})$
Betrag des Kurzschluß-Eingangswiderstandes	$\mid h_{11b} \mid$	$\mid h_{11e}$	$\mid h_{11c} \mid$
Phasenwinkel des Kurzschluß-Eingangswiderstandes	arc h_{11b}	arc h_{11e}	arc h_{11c}
Realteil, Imaginärteil, Betrag und Phasenwinkel sind für nachfolgende Vierpolparameter sinngemäß anzuwenden.			
Leerlauf-Spannungsrückwirkung	h_{12b}	h_{12e}	h_{12c}
Kurzschluß-Stromverstärkung	h_{21b}	h_{21e}	h_{21c}
Leerlauf-Ausgangsleitwert	h_{22b}	h_{22e}	h_{22c}
Kurzschluß-Eingangsleitwert	y_{11b}	y_{11e}	y_{11c}
Kurzschluß-Übertragungsleitwert rückwärts	y_{12b}	y_{12e}	y_{12c}
Kurzschluß-Übertragungsleitwert vorwärts (Steilheit)	y_{21b}	y_{21e}	y_{21c}
Kurzschluß-Ausgangsleitwert	y_{22b}	y_{22e}	y_{22c}
Kurzschluß-Eingangskapazität	c_{11b}	c_{11e}	c_{11c}
Kurzschluß-Ausgangskapazität	c_{22b}	c_{22e}	c_{22c}
Rückwirkungs-Kapazität	c_{12b}	c_{12e}	c_{12c}

Tabelle 6

	Basis-schaltung	Emitter-schaltung	Kollektor-schaltung
Grenzfrequenz der Kurzschluß-Stromverstärkung	f_{h21b}	f_{h21e}	f_{h21c}
Grenzfrequenz der Steilheit (Steilgeitsgrenzfrequenz)	f_{y21b}	f_{y21e}	f_{y21c}

Frequenz, bei der der Betrag der Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung für kleine Signale gleich 1 ist	f_1
Schwinggrenzfrequenz: (Frequenz, bei der die maximale Leistungsverstärkung auf 1 abgesunken ist)	f_{max}
Übergangsfrequenz (Transitfrequenz), (Frequenz, die sich rechnerisch als Produkt von Meßfrequenz und dem Betrag der gemessenen Kurzschluß-Stromverstärkung in Emitterschaltung ergibt, wobei die Messung in dem Frequenzgebiet erfolgen muß, wo der Abfall der Kurzschluß-Stromverstärkung etwa 6 dB/Oktave beträgt)	f_T

Für den Großsignalbetrieb wichtige Kenngrößen

Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung normal:

$$B_N = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \quad \text{für } U_{CE} = \text{Konst.}$$

Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung invers:

$$B_I = \frac{I_E - I_{EBO}}{I_B + I_{EBO}} \quad \text{für } U_{EC} = \text{Konst.}$$

Gleichstromverstärkung in Basisschaltung normal:

$$A_N = \frac{-I_C + I_{CBO}}{I_E} \quad \text{für } U_{CB} = \text{Konst.}$$

Gleichstromverstärkung in Basisschaltung invers:

$$A_I = \frac{-I_E + I_{EBO}}{I_C} \quad \text{für } U_{EB} = \text{Konst.}$$

Kurzzeichen der Frequenzen

Die Grenzfrequenz ist diejenige Frequenz, bei der der Betrag der Kurzschluß-Stromverstärkung bzw. der Steilheit auf das $1/\sqrt{2}$fache gegenüber dem frequenzunabhängigen Betrag abgesunken ist. Tabelle 6 enthält die Kurzzeichen.

Das Kurzzeichen $f_{h21b,\,e}$ wurde in Anlehnung an die IC-Publikation 148 dem Kurzzeichen $f_{\alpha,\beta}$ vorgezogen. Es läßt sich trotz seiner Länge bequemer mit der Schreibmaschine schreiben und gibt eindeutigen Aufschluß über die verwendete Schaltung, da α und β als Kurzzeichen für die Stromverstärkung entfallen sind.

Weitere Kenngrößen

Sättigungswiderstand r_{CEsat}. Er ergibt sich aus der Kollektorsättigungsspannung, dividiert durch den dabei eingestellten Kollektorstrom.

Kurzzeichen der Elemente von Ersatzschaltbildern: Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$.

Weitere Kurzzeichen wurden nicht definiert, da der Festlegung von Kurzzeichen die Festlegung von Begriffen und Ersatzschaltbildern vorausgehen muß.

Es ist beabsichtigt, zu einem späteren Zeitpunkt Ersatzschaltbilder für Halbleiterbauelemente mit den entsprechenden Kurzzeichen zu standardisieren. Dazu gehören auch spezielle Bauelemente, wie Tunneldiode, Vierschichtdiode, Kapazitätsdiode, Thyristor, Zenerdiode usw.

J. A. Fedotow und J. W. Schmarzew

Transistoren

314 Seiten, zahlreiche Bilder, Lederin 32,— DM

Pressestimmen:

... Das Buch bietet dem Studenten wie auch dem in der Praxis tätigen Ingenieur die Möglichkeit, sich in die physikalischen Grundlagen der Transistoren einzuarbeiten und die Eigenschaften der Transistoren in der Schaltung kennenzulernen. Der Leser wird stets mit den Kernproblemen vertraut gemacht und erhält so das Rüstzeug, spezielle Probleme auf den Grundlagen aufbauend zu lösen. Dieser Aufgabe wird das Buch besonders durch seinen pädagogisch guten Aufbau und Stil gerecht. ...

„Elektrie", Berlin

... Das Buch vermittelt einen Überblick über das gesamte Gebiet der Halbleiterphysik und Halbleitertechnik. Diese im letzten Jahrzehnt enorm ausgeweiteten Wissensgebiete wurden durch eine entsprechende Arbeitsteilung zwischen beiden Autoren in gleichem Maße fachmännisch gestaltet. ...

„Technische Gemeinschaft", Berlin

... Diese deutsche Übersetzung ist ein insbesondere für Studenten an technischen Hochschulen und Universitäten geeignetes Lehrbuch über die Anfangsgründe der Halbleitertechnik und Halbleiterbauelemente, das in der Sowjetunion zu den Standardwerken auf diesem Gebiet gehört und dort bereits in verschiedenen Auflagen erschienen ist. ...

„Polytechnische Tijdschrift", Amsterdam

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Kapazitätsdioden und ihre Anwendung

Dipl.-Ing. B. RAMM

Vor wenigen Jahren begann man, den Effekt der Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität eines pn-Übergangs auszunutzen. Heute ist die Vielfalt der Anwendungen kaum noch zu übersehen. Dabei wird sowohl die Möglichkeit der elektrischen Steuerung der Kapazität als auch das nichtlineare Verhalten dieser Kondensatoren ausgenutzt.
Darüber hinaus führte das im Verhältnis zu konventionellen Kondensatoren kleine Volumen zur Entwicklung der Sperrschichtkondensatoren. Grundlegende Bedeutung erhält die Kapazität der Sperrschicht in der Halbleiterblocktechnik, wo sie allein zur Realisierung kapazitiver Effekte herangezogen wird.

Funktion und Eigenschaften

Für die Anwendung als steuerbare oder nichtlineare Kapazität wurden spezielle Kapazitätsdioden entwickelt. Grundsätzlich weist aber jeder pn-Übergang die Eigenschaft der Spannungsabhängigkeit seiner Sperrschichtkapazität auf.
Bekanntlich bildet sich zwischen p- und n-Zone eines Halbleiters eine Schicht mit sehr geringer Ladungsträgerzahl aus. Diese Sperrschicht ist — bedingt durch die niedrige Zahl frei beweglicher Elektronen und Defektelektronen — sehr hochohmig. Legt man an diesen pn-Übergang eine Spannung in Sperrrichtung, so verarmt die Sperrschicht weiter an Ladungsträgern und verbreitert sich. Der Widerstand steigt also an.
Denkt man sich den pn-Übergang idealisiert aus den beiden gut leitenden p- und n-Gebieten und der dazwischenliegenden Sperrschicht mit abrupten Übergängen zusammengesetzt, so drängt sich der Vergleich zum Plattenkondensator mit den beiden Metallplatten und dazwischenliegendem Dielektrikum auf. Wird die Sperrschicht breiter, rücken analog die Platten des Kondensators weiter auseinander. Da

$$C = \varepsilon \cdot \frac{F}{d}$$

mit der Dielektrizitätskonstante ε, der Plattenfläche F und dem Plattenabstand d ist, wird die Kapazität mit wachsendem Plattenabstand kleiner. Mit diesem Vergleich läßt sich sehr anschaulich das Absinken der Kapazität bei steigender Sperrspannung erklären. Allgemein gilt die Gleichung

$$C = \frac{k}{(U_d + U)^{\frac{1}{n}}}$$

Dabei ist k eine Konstante, die hauptsächlich durch die geometrischen Abmessungen des Halbleiterkristalls bestimmt wird. Die Diffusionsspannung U_d ist materialbedingt. Sie beträgt bei Silizium etwa 0,7 V. Die Zahl n dagegen ist vom Herstellungsverfahren abhängig.
Bei legierten Dioden ist n = 2 und bei diffundierten Dioden n = 3. Als Beispiel für eine diffundierte Kapazitätsdiode zeigt Bild 1 die Kennlinie der OA 910 vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin.
Eine wichtige Eigenschaft ist die Steilheit der Kapazitätsdiode. Darunter versteht man die 1. Ableitung der Funktion C = f (U).

$$S_C = \frac{dC}{dU} = -\frac{1}{n} \cdot \frac{k}{(U_d + U)^{\frac{1}{n}+1}}$$

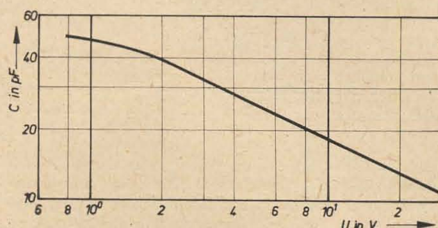


Bild 1: Kennlinie der OA 910

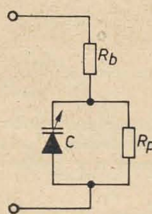


Bild 2: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Kapazitätsdiode

Offensichtlich ist die Steilheit legierter Dioden größer, da ihre Zahl n kleiner ist. Daß sie trotzdem in nur wenigen Fällen angewandt werden, liegt an der allgemein höheren Güte, die im Diffusionsverfahren hergestellte Kapazitätsdioden aufweisen. Für die Mehrzahl der Anwendungen ist eine hohe Güte wichtig, während relativ geringe Kapazitätsänderungen ausreichen.
Vernachlässigt man die in Reihe liegende Induktivität der Anschlußdrähte — sie ist bei den üblichen Dioden so klein, daß sie erst oberhalb etwa 100 MHz Einfluß gewinnt — erhält man das Ersatzschaltbild nach Bild 2. Dabei bedeuten R_b den Bahnwiderstand, der zwischen 10^0 und $10^2\,\Omega$ liegen kann, und R_p den Sperrwiderstand in der Größenordnung 10^7 bis $10^9\,\Omega$. Die Güte hat ein Maximum, wenn der kapazitive Widerstand gleich dem geometrischen Mittel aus R_b und R_p ist. Das ist der Fall bei

$$\omega_{Q\,max} = \frac{1}{C\sqrt{R_b \cdot R_p}}$$

Die Güte ist dann

$$Q_{max} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_p}{R_b}}$$

Bei tieferen Frequenzen wird der Einfluß von R_b auf Q vernachlässigbar.

$$Q_t = \omega\, C\, R_p$$

Umgekehrt wird bei den höheren Frequenzen R_b allein bestimmend.

$$Q_h = \frac{1}{\omega\, C\, R_b}$$

Die geringe Temperaturabhängigkeit der Kapazität von etwa $200 \cdot 10^{-6}$ je Grad erübrigt Kompensationsschaltungen in den meisten Fällen. Dieser Wert ist darüber hinaus von Exemplar zu Exemplar nur wenig unterschiedlich. Größeren Einfluß hat die Temperatur dagegen auf die Widerstände der Kapazitätsdiode und damit auch auf die Güte.
Die Rauschspannung von Kapazitätsdioden entspricht dem thermischen Rauschen des Reihenwiderstandes. Dieser setzt sich aus R_b und dem in Reihenschaltung umgerechneten Parallelwiderstand R_p zusammen. Durch Oberflächenunreinheiten des Halbleiterkristalls bedingt kann bei tiefen Frequenzen noch ein Anteil ähnlich dem von der Röhrentechnik her bekannten „Funkeln" hinzukommen. Die Kapazitätsdioden zeichnen sich durch hohe Widerstandsfähigkeit gegen Umgebungseinflüsse aus. Selbst starke Erschütterungen haben keinen Einfluß auf ihre Funktion. Die Grundkapazität, also die Kapazität bei der Spannung U = 0 V, handelsüblicher Dioden liegt zwischen 10 und 1000 pF. Darüber hinaus wurden in der Sowjetunion Kapazitätsdioden für NF-Zwecke entwickelt, wie bereits früher radio und fernsehen berichtete [3] [4]. Deren Grundkapazität beträgt maximal etwa 0,5 μF.

Anwendungen in Empfängern

Am sinnfälligsten ist wohl der Einsatz von Kapazitätsdioden als Schwingkreiskapazität zur Steuerung der Resonanzfrequenz. Zwar reicht die mögliche Kapazitätsvariation nicht aus, einen so großen Bereich wie etwa das Mittelwellenband zu überstreichen, der UKW-Bereich läßt sich aber gut erfassen. Auch als Kurzwellenlupe, also zum Feinabstimmen eines einzelnen Kurzwellenbandes, sind Kapazitätsdioden einsetzbar. Da die Steuerung mit einer Gleichspannung geschieht, die über einen großen Vorwiderstand angelegt wird, läßt sich die Senderwahl als Fernbedienung auslegen.
Eine interessante Anwendung ist zweifellos die Sendersuchautomatik. Hier wird ein Kondensator, dessen Spannung gleichzeitig an der Kapazitätsdiode liegt, über einen Transistor oder eine Röhre langsam aufgeladen, wodurch sich die Resonanzfrequenz des Abstimmkreises ändert. Eine vom Demodulator abgeleitete Regelspannung sperrt den Strom durch Transistor bzw. Röhre sobald ein Sender erreicht ist und beendet damit den Suchlauf. Schließt man die Regelspannung mit einer Taste kurz, so läuft die Automatik weiter bis zum nächsten Sender.
Auch bei der automatischen Scharfabstimmung wird die Regelspannung vom Demodulator abgenommen. Sie steuert allerdings direkt die Kapazitätsdiode und damit die Resonanzfrequenz des Abstimmkreises. Bei

genauer Abstimmung auf Sendermitte ist die Regelspannung gleich Null. Ist die Einstellung falsch, so entsteht eine Regelspannung, die den Abstimmkreis mit der Diode nachstimmt. Legt man an eine Kapazitätsdiode im Abstimmkreis eines FM-Empfängers die NF-Spannung vom Demodulator, so wird der Frequenzhub je nach Polung vergrößert oder verkleinert. Praktisch interessant ist die Kompression des Frequenzhubs. Dadurch wird die erforderliche Bandbreite des ZF-Verstärkers kleiner. Die Verzerrungen von ZF-Verstärker und Demodulator werden herabgesetzt, denn die Kompressionsschaltung ist eine Gegenkopplung.

Bei der Bandbreitenregelung von Empfängern durch mehrkreisige Bandfilter mit veränderbarem Koppelkondensator kann die sonst mechanisch einstellbare Kapazität durch eine Kapazitätsdiode mit elektrischer Steuerung ersetzt werden. Dadurch wird auch eine Schaltung zur modulationsabhängigen Bandbreitenregelung in FM-Empfängern ermöglicht. Die Kapazitätsdiode erhält dazu eine Regelspannung vom Demodulator, welche von der NF-Amplitude und damit vom Frequenzhub der HF-Spannung abhängig ist. Die Schaltung wird so ausgelegt, daß die Kapazitätsdiode laufend die Bandbreite einstellt, die zur Übertragung des gerade auftretenden Frequenzhubs erforderlich ist. Damit wird erreicht, daß das Signal/Rauschverhältnis bei kleinen NF-Amplituden besser wird, denn gerade hier stört das Rauschen ja am meisten.

Anwendungen in Sendern und Generatoren

Auch auf der Senderseite gibt es Einsatzmöglichkeiten für Kapazitätsdioden, die Anforderungen genügen, wie sie etwa bei Amateursendern oder Prüfgeneratoren gestellt werden. So kann die bei Frequenzregelschaltungen als Stellglied verwendete Reaktanzröhre durch eine Kapazitätsdiode ersetzt werden.

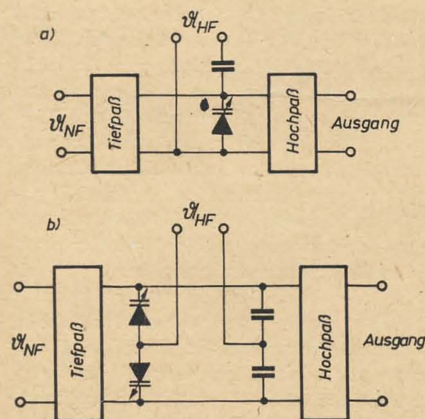


Bild 3: Prinzipschaltung des AM-Modulators a) mit kapazitivem Spannungsteiler, b) mit kapazitiver Brücke

Einleuchtend ist die Verwendung zur Frequenzmodulation und in Wobbelgeneratoren. Hier arbeitet die Diode als Kapazität im frequenzbestimmenden Schwingkreis.

Auch eine Amplitudenmodulation ist auf einfache Weise möglich. Bild 3a zeigt einen kapazitiven Spannungsteiler für die hochfrequente Trägerspannung. Legt man an die Kapazitätsdiode die Modulationsspannung, so wird sich das Teilerverhältnis in deren Rhythmus ändern. Das bedeutet aber, daß die Amplitude der Ausgangsspannung moduliert wird.

Schaltet man zwei gleiche Spannungsteiler zu einer Brücke zusammen, wie es Bild 3b zeigt, so erhält man als Ausgangsspannung eine Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger, wenn die Brücke zu jeder Zeit abgestimmt ist, d. h. wenn die Kapazitätsdioden gleichen Kennlinienverlauf haben. Die Modulationsspannung wird dabei so angelegt, daß sie die Kapazität der Dioden entgegengesetzt ändert.

Verstärker mit Kapazitätsdioden

Zur driftarmen Gleichspannungsverstärkung werden heute meist Modulationsverstärker verwendet. Die Kapazitätsbrücke nach Bild 3b erweitert die Reihe der bekannten Modulatoren. Sie ist erst ab Spannungen von einigen Millivolt verwendbar, hat aber zwei Vorteile, die sie für bestimmte Anwendungen allen anderen Modulatoren überlegen macht. Der Eingangswiderstand eines Gleichspannungsverstärkers mit Kapazitätsdiodenmodulator wird durch den hohen Sperrwiderstand der Dioden bestimmt. Außerdem arbeitet der Modulator mit hochfrequenten Trägerspannungen. Dadurch eignet er sich auch für Gleichspannungsverstärker, die gleichzeitig Wechselspannungen bis zu hohen Frequenzen übertragen müssen.

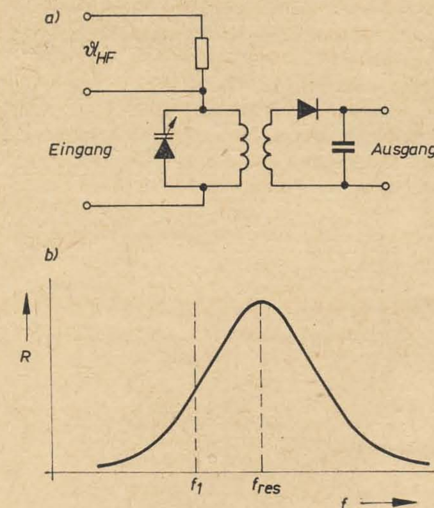


Bild 4: Dielektrischer Verstärker, a) Prinzipschaltung, b) Widerstandsverlauf des Resonanzkreises, f_1 = Frequenz der HF-Spannung U_{HF}

Das wurde sonst nur mit großem Aufwand erreicht: Zweikanalverstärker, zerhackerstabilisierte Verstärker u. a.

Eine andere Verstärkerart, die auf der Wirkung der Kapazitätsdiode beruht, ist der dielektrische Verstärker. Er weicht von der herkömmlichen Schaltungstechnik ab, denn es werden keine aktiven Verstärkerelemente wie Röhren oder Transistoren verwendet. Bild 4a zeigt das Prinzipschaltbild. Durch die Eingangsspannung, die an der Kapazitätsdiode liegt, wird die Resonanzfrequenz des Schwingkreises geändert. Für eine HF-Spannung, deren Frequenz auf der Flanke der Resonanzkurve (Bild 4b) liegt, ändert sich damit der Widerstand des Schwingkreises. Das bedeutet, daß sich die Amplitude der HF-Spannung am Schwingkreis ändert. Sie wird mit der Eingangsspannung moduliert. Nach der Gleichrichtung ergibt sich also eine Ausgangsspannung, die die verstärkte Eingangsspannung darstellt. Die Verstärkung ist abhängig von der Steilheit der Kapazitätsdiode, von der Flankensteilheit des Schwingkreises und von der Größe der angelegten HF-Spannung. Bei ausreichender Entkopplung kann man mehrere dielektrische Verstärkerstufen hintereinanderschalten.

Auch der parametrische Verstärker enthält keine aktiven Elemente. Die Wirkungsweise wurde in radio und fernsehen bereits ausführlich beschrieben [2]. Die Kapazitätsdiode dient hier als Koppelelement zwischen einem Eingangs-, einem Pump- und einem Ausgangskreis. Durch ihre nichtlineare Kennlinie werden die Eingangs- und die Pumpspannung gemischt, wobei die Ausgangsspannung als Summe oder Differenz entsteht. Dabei wird eine Leistungsverstärkung erzielt, weil sich die Eingangs- und die Pumpenergie summieren.

Weitere Einsatzmöglichkeiten

Für die Brücke nach Bild 3b gibt es noch eine andere bedeutende Anwendung. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist proportional der Amplitude der HF-Spannung und dem Momentanwert der Eingangsspannung. Nun kann man die Amplitude der HF-Spannung bereits vorher mit einer zweiten Eingangsspannung modulieren und erhält nach Demodulation der Ausgangsspannung das Produkt der beiden Eingangsspannungen. Dieser Multi-

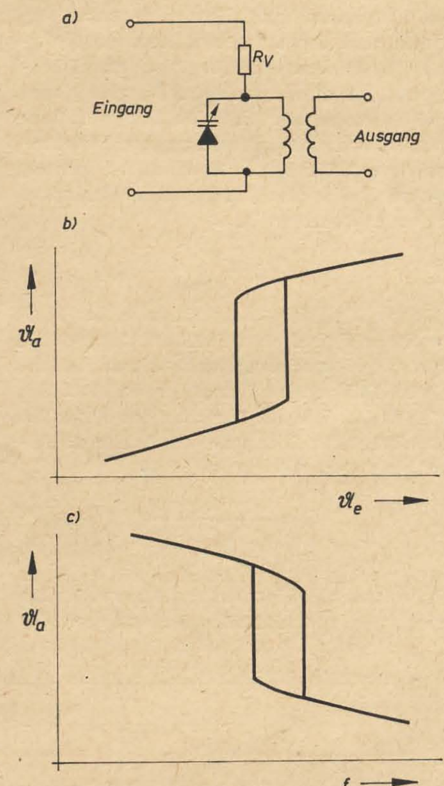


Bild 5: HF-Trigger, a) Prinzipschaltung, b) Abhängigkeit der Ausgangs- von der Eingangsspannungsamplitude bei fester Frequenz, c) Abhängigkeit der Ausgangsspannungsamplitude von der Frequenz bei konstanter Amplitude am Eingang

plikator weist gegenüber den bekannten Schaltungen bedeutende Vorteile auf. Es ist dies vor allem der kleine Linearitätsfehler und die sehr hohe zeitliche Stabilität der Brücke. Neben der Anwendung in hochwertigen Effektivwert- und Leistungsmessern ist der Multiplikator vor allem für die Rechentechnik und für spezielle Regelschaltungen von Interesse, denn er ist einfacher und billiger als früher übliche Systeme.

Die Ausnutzung der besonderen Eigenschaften der Kapazitätsdiode ermöglicht eine Schaltung, die in ihrer Wirkung dem Schmitt-Trigger entspricht, mit dem Unterschied, daß sie nicht auf Gleichspannungsänderungen anspricht, sondern auf Änderungen der Amplitude oder der Frequenz hochfrequenter Schwingungen (Bild 5a). Die HF-Spannung wird über einen Vorwiderstand an einen Schwingkreis mit Kapazitätsdiode gelegt, dessen Resonanzfrequenz unter der Frequenz der HF-Spannung liegt. Die Amplitude muß so groß sein, daß die Kapazitätsdiode ins positive Gebiet gesteuert wird. Der Gleichrichtereffekt bewirkt eine Selbstvorspannung der Diode. Dadurch sinkt die mittlere Kapazität, und die Resonanzfrequenz steigt an. Sie rückt also näher an die Frequenz der HF-Spannung heran, wodurch die Amplitude der am Schwingkreis liegenden Spannung größer wird. Das bewirkt aber wiederum ein Ansteigen der Diodenvorspannung. Diese Kopplung kann so groß werden, daß das Ansteigen der HF-Amplitude sprunghaft erfolgt. Bild 5b zeigt die Ausgangsamplitude in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude. Die entsprechende Kennlinie für Änderungen der Frequenz der HF-Spannung zeigt Bild 5c.

Mit dieser Aufzählung sind die Anwendungsmöglichkeiten der Kapazitätsdiode nicht erschöpft. Es lassen sich z. B. RC-Generatoren jetzt elektrisch steuern. Das nichtlineare Verhalten wird auch in Frequenzvervielfachern und -teilern und zur Linearisierung von Zeitkonstantenkurven z. B. in Sägezahngeneratoren ausgenutzt.

Literatur

[1] Bartels, E.: Oberflächeneffekte an Halbleitern. Elektronische Rundschau 17 (1963) H. 7 S. 345—348

[2] Baumann, E.: Der parametrische Verstärker. radio und fernsehen 9 (1960) H. 19 S. 613 u. 614, H. 20 S. 651 u. 652, H. 21 S. 684—688, H. 22 S. 711—713

[3] Fischer, H.-J.: Steuerbare Kapazitäten für niedrige Frequenzen. radio und fernsehen 9 (1960) H. 8 S. 237

[4] NF-Varikaps aus der UdSSR. radio und fernsehen 10 (1961) H. 4 S. 105

[5] Gläßner, G.: Anwendung und Schaltungstechnik von Kapazitätsdioden. Funkschau 35 (1963) H. 22 S. 613—615

[6] Graff, G.: Halbleiter mit veränderlicher Kapazität. Fernmeldepraxis (1960) H. 10 S. 423—426

[7] Keller, H., Lehmann, M., Micic, L.: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden. radio mentor 28 (1962) H. 8 S. 661—667

[8] Klawitter, M.: Halbleiter mit veränderlicher Kapazität. radio und fernsehen 10 (1961) H. 19 S. 603—606

[9] Micic, L., Gilly, A.: Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden für kleine Eingangsleistungen. Elektronik 12 (1963) H. 9 S. 263—265

[10] Wilke, K. H.: Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiterbauelementen. Elektronik 11 (1962) H. 9 S. 267—271, H. 10 S. 303 u. 304

Transistorisierte Labornetzgeräte für Entwicklung und Service

Ing. W. RUDOLPH

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf

Für die Entwicklung und den Betrieb von Transistorschaltungen werden stabilisierte Versorgungsspannungen benötigt. Von diesen Spannungsquellen wird außer einer hohen zeitlichen Konstanz der erdfrei ausgeführten Ausgangsspannung und einer kleinen Restwelligkeit verlangt, daß sie kurzschlußfest sind. Der Innenwiderstand der Spannungsquellen soll möglichst klein sein, um die Ausgangsspannung von Belastungsschwankungen weitgehend unabhängig zu machen.

Der ständig wachsende Einsatz von Transistoren in elektronischen Geräten erfordert in steigendem Maße stabilisierte Stromversorgungsgeräte mit niedrigen Ausgangsspannungen und hoher Belastbarkeit (bis zu einigen Ampere).

Bisher wurden zur Entwicklung von Transistorschaltungen Akkumulatoren als Spannungsquellen benutzt. Sie erfordern jedoch eine ständige Wartung und Pflege. Außerdem sind sie für den Laborbetrieb auf Grund ihres Gewichtes und Volumens schlecht geeignet.

Da zum Zeitpunkt der Entwicklungsaufnahme von kernelektronischen transistorisierten Geräten entsprechende Stromversorgungsgeräte noch nicht kommerziell beschafft werden konnten, wurden im ZfK Rossendorf vier verschiedene Typen von Labornetzgeräten entwickelt. Das Labor-NG/1a ist für universelle Anwendung gedacht und liefert eine kontinuierliche, einstellbare Ausgangsspannung von 0 ··· 15 V.

Die Labor-NG/2 ··· 4 sind Geräte mit festen Ausgangsspannungen (6 V, 12 V, 24 V), die jeweils nur innerhalb eines Bereiches von etwa ±10% vom Nennwert einstellbar sind. Die Ausgangsspannungen der Netzgeräte sind erdfrei, so daß eine Reihenschaltung von mehreren Geräten ohne weiteres möglich ist. Bei Überlastung oder Kurzschluß sorgt eine elektronische Sicherung für die Strombegrenzung innerhalb des Netzgerätes und somit gleichzeitig für den Schutz der äußeren Schaltung. Der Einsatz einer elektronischen Sicherung ist nötig, um die Leistungstransistoren bei einer Überlastung des Netzgerätes vor der Zerstörung zu schützen. Schmelzsicherungen sind zu träge, um einen hinreichenden Schutz zu bieten.

Diese neuentwickelten Labornetzgeräte stellen eine konstante Gleichspannungsquelle mit kleinem Innenwiderstand dar. Sie werden aus dem Wechselstromnetz betrieben und arbeiten vollkommen wartungsfrei. Bei der Entwicklung und dem Betrieb von Transistorschaltungen ersetzen sie die bisher üblichen Akkumulatoren. Die Kurzschlußsicherung, der geringe Platzbedarf sowie der wartungsfreie Betrieb lassen die wesentlichen Vorteile gegenüber Akkumulatoren erkennen.

Aufbau

Die Geräte wurden als Untereinschübe gebaut, so daß sechs Netzgeräte in einem Normgehäuse A 7 untergebracht werden können (Bild 1). Der Einsatz dieser Gehäuse ist für größere Entwicklungslabors vorgesehen. Die Netzgeräte sind jedoch auch unter Verwendung eines kleinen Gehäuses als Einzelgeräte für Werkstatt und Service verwendbar (Bild 2).

Die Netzspannung wird an der Rückseite des Gerätes über eine Steckverbindung zugeführt.

Die stabilisierte Ausgangsspannung kann den an der Frontplatte montierten Buchsen entnommen werden. Mit dem ebenfalls an der Frontplatte befindlichen Regler kann die Ausgangsspannung der Labor-NG/2 ··· 4 um jeweils ±10% vom Nennwert verstellt werden. Die Ausgangsspannung des Labor-NG/1a kann an der gleichen Stelle zwischen 0 und 15 V eingestellt werden.

Das eingebaute Anzeigeinstrument wird mit Hilfe eines Umschalters wahlweise als Strom- oder Spannungsmesser geschaltet.

Der innere mechanische Aufbau ist für alle vier Typen (NG/1a ··· 4) der gleiche.

Wirkungsweise der Schaltung

Wie aus Bild 3 ersichtlich ist, wurde die Stabilisierungsschaltung zweistufig aufgebaut. Diese Schaltung bedingt zwar einen etwas größeren Aufwand an Bauelementen, hat aber dafür

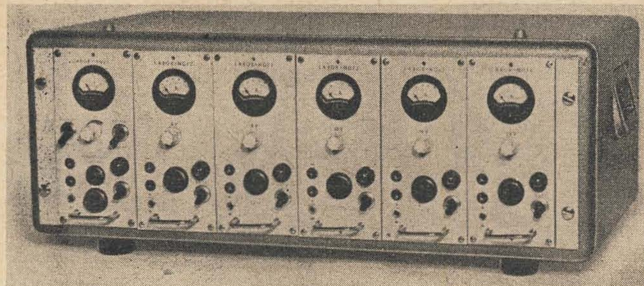


Bild 1: Zusammenstellung verschiedener Labornetzgeräte im großen Gehäuse für einen Meßplatz

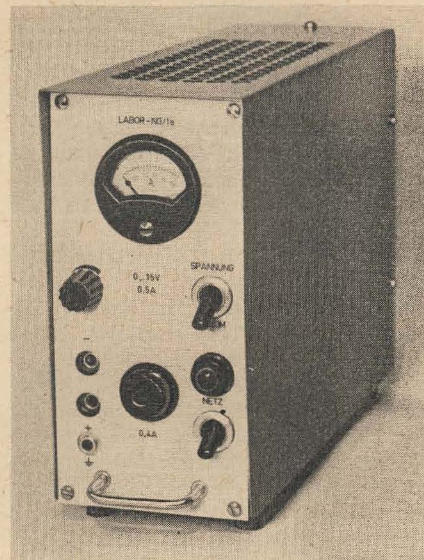


Bild 2: Einzelgerät ▶

auch wesentliche Vorteile in bezug auf den Stabilisierungsfaktor, den Innenwiderstand und damit auf die Konstanz der Ausgangsspannung gegenüber einer einstufigen Stabilisierungsschaltung.

Die Grundschaltung des Netzgerätes ist hinreichend bekannt. Über derartige Schaltungen wurden in dieser Zeitschrift bereits mehrere Beiträge veröffentlicht [1] [2] [3], so daß hier nur auf Besonderheiten eingegangen werden soll.

Die erste Stufe hat die Aufgabe, die auftretenden Schwankungen der Eingangsgleichspannung, welche durch Netzspannungsschwankungen hervorgerufen werden, auszuregeln. Auf den allgemein verwendeten Emitterfolger vor dem Längstransistor konnte in dieser Schaltung verzichtet werden, da für den Verstärkertransistor T_2 ein Leistungstransistor (OC 830 oder ähnl.) verwendet wurde.

In der zweiten Stufe wird die noch vorhandene Welligkeit der Gleichspannung bis auf einen geringen Restanteil (5 mV_{eff}) beseitigt. Wird die Ausgangsspannung auf den kleinsten Wert eingestellt, so hat der Längstransistor der zweiten Stufe die Spannungsdifferenz zwischen maximaler und minimaler Ausgangsspannung aufzunehmen. Wenn bei minimaler Ausgangsspannung der Maximalstrom entnommen wird, ist die Belastung des Längstransistors am größten. Die kleinste Belastung des Transistors tritt bei maximaler Ausgangsspannung und Leerlauf auf. Diese Leistungsschwankungen hat die zweite Stufe vollständig aufzunehmen.

Die Speisespannung für die Verstärkertransistoren der beiden Stufen wird einer besonderen, mittels Zenerdiode stabilisierten, negativen Stützspannung entnommen. Die Arbeitspunkte der beiden Verstärker sind dadurch unabhängig von den Schwankungen der Eingangsspannung.

Die Basis-Spannungsteiler der beiden Verstärker sind ebenfalls auf eine besondere, durch eine Zenerdiode stabilisierte, positive Stützspannung bezogen.

In der ersten Stufe wirkt die elektronische Sicherung. Das Basispotential des Transistors T_3 wird durch die Spannungsteiler so eingestellt, daß der Transistor bis zum maximalen Belastungsstrom (0,5 A bzw. 1 A) gesperrt bleibt. Steigt der Strom über den maximalen zulässigen Wert an, so verschiebt sich das Basispotential durch den Spannungsabfall an R_1 nach negativen Werten. Der Transistor T_3 sperrt den Längstransistor T_1. Die Spannung am Ausgang der ersten Stufe und damit die Ausgangsspannung wird annähernd Null. Der Strom geht auf einen zulässigen Wert zurück. Wird die Überlastung oder der Kurzschluß aufgehoben, wird der Längstransistor T_1

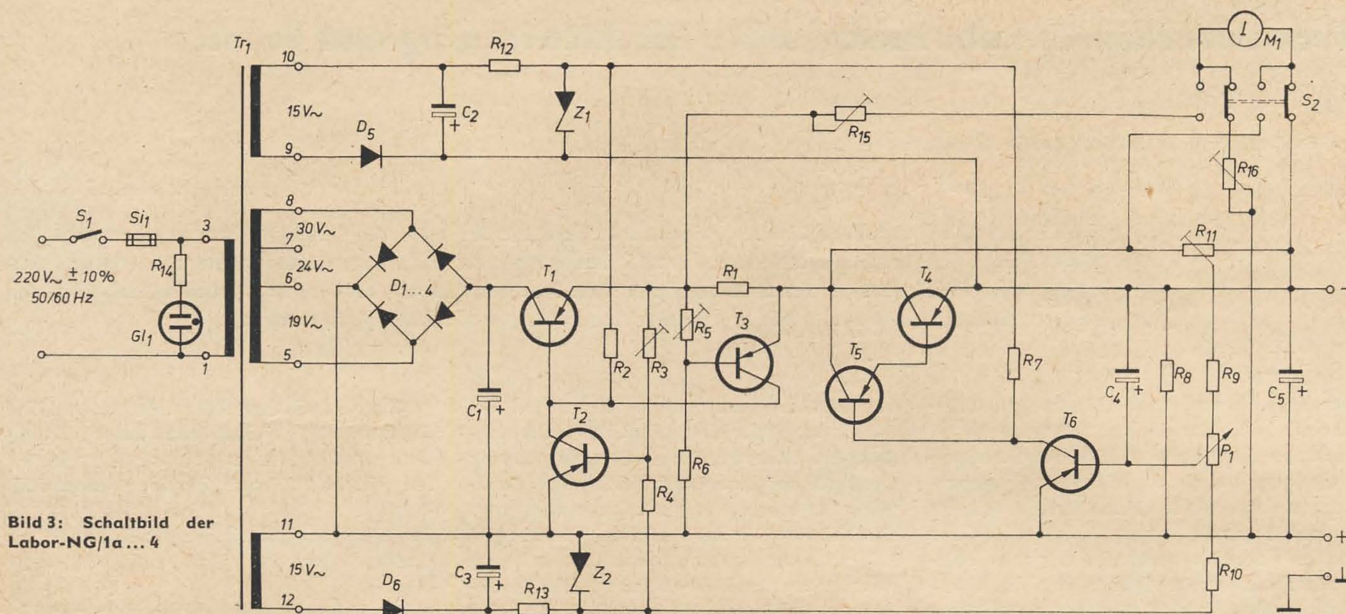


Bild 3: Schaltbild der Labor-NG/1a ... 4

Technische Daten

	Labor-NG/1a	Labor-NG/2	Labor-NG/3	Labor-NG/4
Stabilisierte Ausgangsspannung:	0 ··· 15 V	6 V	12 V	24 V
		jeweils um etwa ± 10% einstellbar		
max. Belastungsstrom:	0,5 A	1 A	1 A	0,5 A
Konstanz der Ausgangsspannung bei ± 10% Netzspannungsschwankung:	< 1‰	< 1‰	< 1‰	< 1‰
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung:	≦ 1‰/°C	≦ 1‰/°C	≦ 1‰/°C	≦ 1‰/°C
Gleichstrominnenwiderstand:	< ± 0,1 Ω	< ± 10 mΩ	< ± 10 mΩ	< ± 10 mΩ
Brummspannung:	≦ 5 mV_{eff}	≦ 5 mV_{eff}	≦ 5 mV_{eff}	≦ 5 mV_{eff}
Absicherung des Ausgangs:	elektronische Sicherung			
Netzanschluß:	220 V ± 10%; 50 Hz			
Netzsicherung:	0,4 A			
max. Umgebungstemperatur bei Vollast:	+ 25 °C			
Gewicht:	etwa 2,8 kp			
Änderung der technischen Daten vorbehalten				

Neue Lasereinrichtungen

A. TEWES

Die Signalübertragung durch modulierte Laserstrahlung gewinnt zunehmend an Bedeutung. Von der Fa. Sylvania wurde eine neue Fotozelle entwickelt, die die vom optischen Empfänger aufgenommenen Signale aussiebt und verstärkt. Die Fotozellen arbeiten im GHz-Bereich; es gibt Typen für die Frequenzen von $1 \cdots 20$ GHz. Das Blockschema Bild 1 zeigt eine Anwendungsmöglichkeit. Hier wirkt die Fotozelle als Mischstufe und Verstärker des optischen Empfängers. Nach Bild 2 arbeitet die Zelle ähnlich einem Detektorkristall bei niedrigeren Frequenzen. Anwendungsgebiete dieser Einrichtung sind die Fernmelde- und Fernmeßtechnik, die Radioastronomie, das optische Radar, die Plasmatechnik und Untersuchungen an anderen Lasergeräten.

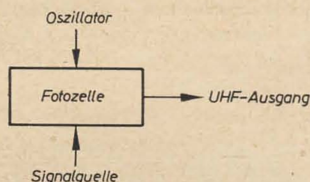


Bild 1: Blockschema bei Verwendung einer Spezial-Fotozelle als Mischer und Verstärker

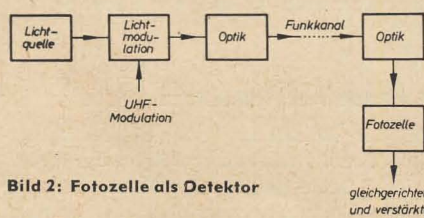


Bild 2: Fotozelle als Detektor

Von der Sperry Rand Corporation, New York, wurde ein Laser-Kompaß gebaut, der vor allem für Steuerungssysteme in Raumfahrzeugen, Raketen usw. Bedeutung hat. Der Laser-Kompaß arbeitet genauer als der bekannte Kreisel-Kompaß und soll nach Angaben des Herstellers einfacher und billiger als dieser gebaut werden können.

Der Laser-Kompaß besteht aus vier im rechten Winkel zueinander auf einer Platte montierten Leuchtröhren. Zwei Laser-Lichtstrahlen werden in entgegengesetzter Richtung durch die Röhren geschickt und durch vier Spiegel um die Endpunkte der Röhren gelenkt, wo sie von einem Lichtdetektor aufgefangen werden. Jede auch noch so kleine Rotationsbewegung der Platte führt dazu, daß einer der Lichtstrahlen nicht mehr im gleichen Takt mit dem aus der Gegenrichtung kommenden Lichtstrahl steht. Diese geringfügige Abweichung wird sofort von dem Lichtdetektor registriert. Man kann also die Impulse, die der Detektor abgibt, dazu verwenden, entsprechende Stromkreise zu schalten, die ihrerseits auch einen schnell fliegenden Flugkörper auf Kurs halten können. Nach Angaben des Herstellers mißt der Laser-Kompaß bei einem mit hoher Genauigkeit fliegenden Raumflugkörper Kursabweichungen auf $1{,}5 \cdot 10^{-4}$ ° genau.

Bei der Einweihung eines neuen IBM-Forschungslabors wurde die Übertragung von Gesprächen über einen mit einem Injektionslaser erzeugten Lichtstrahl vorgeführt. Unter einem Injektionslaser versteht man einen Laser, bei dem die Anregung nicht durch eine Lichtquelle, sondern durch einen elektrischen Strom vorgenommen wird. Damit kann diese Einrichtung als ein vielversprechendes Mittel für jede Art der Nachrichtenübermittlung angesehen werden. Die dabei für die Modulation angewendete Technik ist die auf rein elektronischem Wege arbeitende Impulsfrequenzmodulation von Siemens, die den Strahl eines Injektionslasers für die Übertragung von Signalen moduliert. Bei der Impulsfrequenzmodulation wird die Folgefrequenz, mit der die Impulse vom Injektionslaser ausgestrahlt werden, so verändert, daß sie z. B. Sprache oder andere höhere Signale auf direktem Wege darstellt.

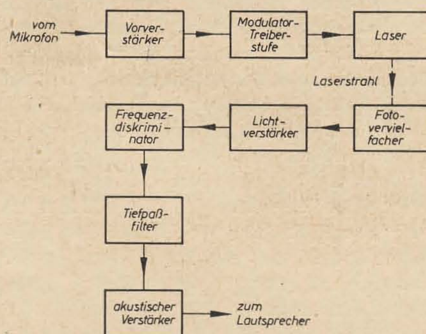


Bild 3: Blockschema einer Laser-Übertragung von Informationen

Die dabei zur Anwendung kommende Technik unterscheidet sich nur wenig von der, wie sie bei frequenzmodulierten Sendern benutzt wird. Bild 3 zeigt das Blockschema der Einrichtung. Der besondere Vorteil der Schaltung ist, daß sich auf der Empfangsseite stets ein sauberes Signal ergibt, das auch durch Störungen in der Atmosphäre und andere Einflüsse (z. B. Staubteilchen in der Luft) nicht verfälscht werden kann.

Das Herzstück der Einrichtung ist ein Verzögerungsglied, dessen Verzögerungszeit (Aufladungsdauer eines Kondensators) sich steuern läßt. Wenn die Spannung am Verzögerungsglied eine bestimmte Höhe erreicht hat, wird durch eine Vierschichtdiode das Ende des Verzögerungsgliedes kurzgeschlossen, wodurch sich ein Impuls von 5 A aber von nur 0,2 μs Dauer über den Laser entlädt. Die Aufladezeit des Verzögerungsgliedes und damit die Folgefrequenz des Laserimpulses wird durch die Amplitude des Informationssignals, also durch die Modulationsspannung, mittels eines veränderlichen Widerstandes gesteuert.

Laser und Modulationsschaltung bilden zusammen die Sendeeinrichtung. Als Empfänger dient wieder eine Fotozelle, die die vom Laser ausgesandten Lichtstrahlen in entsprechende Stromschwankungen umsetzt. Nach der Demodulation wird das übertragene Signal durch Kopfhörer oder Lautsprecher hörbar gemacht.

Der vom IBM vorgeführte Laser arbeitet mit einer Impulsfolgefrequenz von 12 kHz. Damit lassen sich akustische Signale im Frequenzbereich von 300 bis 3000 Hz einwandfrei übertragen. Man ist jetzt dabei, einen Injektionslaser aus Indiumphosphid zu entwickeln, mit dem man zu einer Impulsfolgefrequenz bis zu 1 MHz zu gelangen hofft. Mit Hilfe eines solchen Laserstrahles wäre es möglich, eine sehr große Anzahl von Telefongesprächen, Rundfunk- und Fernsehsendungen über tausende von Kilometern zu übertragen.

---

leitend. Die Ausgangsspannung stellt sich auf den eingestellten Wert ein.

In der zweiten Stufe liegt zwischen dem Längstransistor T_4 und dem Verstärker T_6 ein Emitterfolger T_5, um den niedrigen Eingangswiderstand des Längstransistors an den hohen Ausgangswiderstand des Verstärkers anzupassen. Der Regler in Verbindung mit den beiden Festwiderständen des Basis-Spannungsteilers bewirkt bei Verstellung eine Änderung der Ausgangsspannung um etwa $\pm 10\%$ vom Nennwert (6 V, 12 V, 24 V). Beim NG/1a wird mit diesem Regler die Ausgangsspannung in einem Bereich zwischen 0 und 15 V verändert. Der Spannungsteiler ist kapazitiv überbrückt, um die Wechselspannungskomponente der Ausgangsspannung dem Verstärker direkt zuzuführen. Das ist erforderlich, damit die Ausgangsbrummspannung nicht größer als 5 mV wird.

Der Längstransistor der zweiten Stufe ist mit einem Potentiometer R_{11} überbrückt, an dessen Schleifer das negative Ende des Spannungsteilers R_9 angeschlossen ist. Dieses Potentiometer dient zur Einstellung des Innenwiderstandes. Eine dem Belastungsstrom proportionale Spannung wird so in den Spannungsteiler und damit in den Verstärker eingespeist, daß sie der Änderung der Ausgangsspannung entgegenwirkt. Der Innenwiderstand kann damit annähernd auf Null eingestellt werden. Der Ausgang des Gerätes ist kapazitiv überbrückt, um stoßartige Belastungen abzufangen.

Von diesen Labornetzgeräten sind 100 Stück seit einigen Monaten im ständigen Einsatz. Sie haben sich bisher sehr gut bewährt, so daß eine weitere Produktion dieser Netzgeräte gerechtfertigt erscheint.

Die Geräte werden von der „PGH Funkmechanik" in Heidenau/Sa., Pirnaer Landstraße 11 gefertigt.

Literatur

[1] Richter, W.: Zwei transistorisierte Labor-Netzgeräte. radio und fernsehen 11 (1962) H. 17 S. 530 u. 531

[2] Brenner, W.: Transistorstabilisierte regelbare Netzgeräte. radio und fernsehen 12 (1963) H. 19 S. 597—599

[3] Graul, H.-J.: Ein transistorstabilisiertes Netzgerät für den Spannungsbereich von $0{,}5 \cdots 12{,}5$ V. radio und fernsehen 13 (1964) H. 2 S. 56—58

Das Halbleiter-Energiebändermodell

JÖRG HÖPPNER

Teil 3 und Schluß

Kontaktelektronik an Halbleitergrenzflächen

Gerade dieser Abschnitt ist von entscheidender Bedeutung, weil jeder Halbleiter Grenzschichten aufweist, durch die letzthin der Fluß der Ladungsträger erfolgen wird. Zu beiden Seiten dieser Grenzschichten befinden sich Kristallanordnungen, die Bänder verschieden großer Energie aufweisen, d. h. Bänder besitzen, die nach dem Modell ein verschiedenes Energieniveau einnehmen. Aus der relativen Lage der Bänder zueinander lassen sich Sperrschichten und sperrfreie Kontakte ermitteln.
Schon am Anfang des vorigen Abschnittes über die Halbleitertypen wurde erwähnt, daß zu jedem Leiter eine wohldefinierte Austrittsspannung gehört, die den Austritt der Elektronen aus dem Material ermöglicht. Die Austrittsspannung ist wenig von der Temperatur abhängig und stellt eine der wichtigsten Kenngrößen der Leitermaterialien dar. Sie ist in der

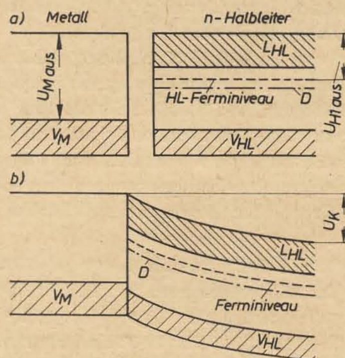


Bild 9: Potentialverhältnisse am Kontakt Metall-n-Halbleiter, a) vor der Kontaktierung, b) nach der Kontaktierung

Energiebänderanordnung für Metalle gleich der energetischen Differenz zwischen höchstem Energieniveau des Valenzbandes — genannt Ferminiveau — und Außenraum. Das Ferminiveau des n-Halbleiters liegt etwas über dem Donatoren-Energiezustand, beim p-Typ liegt es wenig unterhalb des Akzeptorenniveaus (Bild 9).

Der Kontakt Metall-n-Halbleiter

In der ersten Anordnung seien ein n-Halbleiter sowie eine Metallschicht vor der Kontaktierung gegeben. Die Potentialverhältnisse sind im Bild 9 dargestellt. Die jeweiligen Ferminiveaus sind durch die Austrittsspannungen gegeben, der n-Halbleiter besitzt ein höher liegendes Ferminiveau als das Metall. Man könnte nun meinen, daß bei der Kontaktierung solange Elektronen aus dem Leitungsband und Donatoren aus dem D-Band in das Metall abfließen, bis das Halbleiter-Ferminiveau die „Höhenlage" des Metall-Ferminiveaus eingenommen hätte. Dieser Zustand wird jedoch erst in einigem Abstand von der Kontaktstelle erreicht. Durch die Ladungsträgerverschiebung entsteht eine Kontaktspannung, festgelegt durch die Beziehung

$$U_K = U_{M\,aus} - U_{H1\,aus}$$

Das Metall ist negativ in bezug auf den Halbleiter, da $|U_{M\,aus}| > |U_{H1\,aus}|$. An der Kontaktstelle bildet sich metallseitig ein Elektronenüberfluß aus, auf der Halbleiterseite entsteht eine Zone ionisierter Donatoren. Das sich durch die Doppelladungsschicht bildende elektrische Feld verhindert den weiteren Elektronenfluß zum Metall. Die Elektronen werden sogar durch den begünstigenden Abfall des Ferminiveaus im Halbleiter nach rechts weggedrängt. Es kommt aber auch der Fall vor, daß aus der Grenzschicht des Halbleiters sofort Elektronen verdrängt werden, so daß die dann entstehenden „Löcher" nach links wandern bis unmittelbar zur Grenzfläche.
Wir wissen, daß die Donatorentherme D der Übergangsschicht des Halbleiters ihre Elektronen an das Metall abgegeben haben. Diese Schicht besitzt wegen der äußerst geringen Konzentration an Leitungselektronen eine sehr schwache Leitfähigkeit und wird kurz als „Sperrschicht" bezeichnet. Selbst die Anzahl der sich dort befindenden Defektelektronen trägt dazu nicht wesentlich bei.
Bei einem von außen angelegten Wechselfeld werden die Energieniveaus des Halbleiters relativ zum Valenzband des Metalls abwechselnd gehoben und gesenkt (Widerstand, Spannungsabfall und Dicke dieser Schicht nehmen im Rhythmus des Wechselfeldes zu oder ab). Heben sich die Bänder des Halbleiters soweit, daß der Potentialwall in der Grenzschicht verschwindet, fließen Elektronen aus dem Leitfähigkeitsband L des Halbleiters in das Metall ab. Senken sich die Bänder des Halbleiters ab (Metall negativ, Halbleiter positiv), wird der Potentialwall noch größer, und es kann kein Elektronenfluß stattfinden.

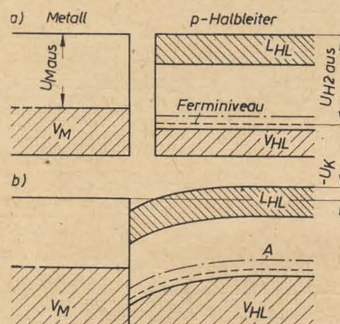


Bild 10: Potentialverhältnisse am Kontakt Metall-p-Halbleiter, a) vor der Kontaktierung, b) nach der Kontaktierung

Im Falle genügend großer Sperrspannung ist ein Sperrstrom zu bemerken, der aus Stoßionisationserscheinungen gefolgert werden kann. Andererseits können durch Tunneleffekt auch Elektronen vom Metall in den Halbleiter übertreten.

Der Kontakt Metall-p-Halbleiter

Bei einer Grenzschicht Metall-Mangelhalbleiter sind analoge Verhältnisse anzutreffen. Der Gleichgewichtszustand nach der Kontaktierung ist im Bild 10 veranschaulicht. Im Augenblick der Kontaktbildung diffundieren Löcher aus dem Halbleiter in das Metall; sie kommen unmittelbar von den Akzeptoren der Halbleitergrenzschicht. Die Kontaktspannung bestimmt sich zu

$$-U_K = U_{M\,aus} - U_{H2\,aus}$$

mit $|U_{M\,aus}| < |U_{H2\,aus}|$, da das Metall positiv ist. Es besteht auch hier eine Doppelladungsschicht, allerdings mit entgegengesetzter Polarität. Im allgemeinen gilt folgende Regel:
Jede Grenzschicht Metall-Halbleiter läßt einen Ladungsträgerfluß vom Halbleiter zum Metall zu, die umgekehrte Richtung bildet sich als Sperrichtung aus.

Kontakte von Halbleitern

Bei der Betrachtung von Halbleitergrenzflächen darf nicht vorausgesetzt werden, daß beide Teile, n- sowie p-Typ, unmittelbar zu einem Kontakt zusammengeführt werden. Zwischen beiden Halbleitern würde eine unvermeidliche Isolatorzwischenschicht entstehen. Gefordert wird ein System aus einem Überschuß- und einem Mangelhalbleiter, die beide aus gleichem Grundmaterial, z. B. Germanium oder Silizium, hervorgegangen sind.

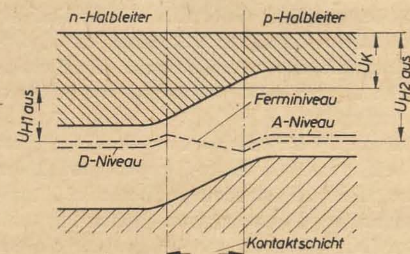


Bild 11: Kontaktierung von n- und p-Halbleiter (Kontaktschicht in der Größenordnung einiger Atomabstände)

Dabei sollen im Bereiche einer dünnen Kontaktschicht die Eigenschaften beider Materialien langsam und stetig ineinander übergehen.
Das Ferminiveau des n-Halbleiters vereinigt sich mit dem Ferminiveau des p-Halbleiters so, wie es im Bild 11 schematisch dargestellt ist. In genügendem Abstand von der Grenzschicht müssen die Niveaus nach beiden Seiten hin die gleiche Höhenlage einnehmen. Nahe der Kontaktzone wird der Energiebereich des n-Halbleiters (D-Niveau) einen geringen Anstieg aufweisen, das A-Niveau des p-Halbleiters fällt etwas ab. Es besteht unweit der Kontaktschicht durch die freie Beweglichkeit der Überschußelektronen ein Diffusionsbestreben in das Defektelektronengebiet. Dort können die Elektronen Löcher neutralisieren.

Die frei beweglichen Defektelektronen neutralisieren andererseits aus dem n-Gebiet stammende Elektronen. Trotzdem entwickelt sich im Elektronenüberschußgebiet eine positive (Defektelektronen-)Raumladungswolke im Gegensatz zur negativen (Elektronen-)Raumladung, welche im Defektelektronengebiet zustande kommt. Das gegenseitige Neutralisieren der Ladungsträger erfolgt auf beiden Seiten nur bis zu einem bestimmten Höchstwert. Das sich durch die Doppelladungsschicht bildende elektrische Feld verhindert das Nachströmen der Ladungsträger, wenn es eine bestimmte Stärke erreicht hat. Die Kontaktspannung

$$U_K = U_{H2\,aus} - U_{H1\,aus}$$

besteht in einer gewissen Entfernung von der Kontaktebene (Bild 11).

Gleichrichterwirkungen

Bei der Behandlung der Kontaktgleichrichtung stößt man auf drei verschiedene Fälle, die sich aus den drei Varianten der Kontaktschichten ergeben. Es kommen zwei Metalle mit dünner Isolatorkontaktschicht, die Schicht Metall-n-Halbleiter und die p-Halbleiter-n-Halbleiterkontaktschicht vor.

Betrachtet wird zuerst der Fall zweier Metalle mit einer dazwischenliegenden Isolationsschicht. Vorausgesetzt, die Metalle besitzen ein unterschiedliches Ferminiveau, so wird der zwischen ihnen liegende Potentialberg durch ein angelegtes äußeres Wechselfeld verstärkt oder geschwächt. Der kleinere Potentialwall ist von den Elektronen leichter zu überwinden als der größere. Folglich ergibt sich ein Elektronenstrom in einer bevorzugten Richtung; es besteht ein typischer Kontaktgleichrichter, der praktisch nur einen Elektronenstrom vom Metall a zum Metall b zuläßt, sobald von außen eine Wechselspannung an dieses Element angelegt wird. Die Anwendung derartiger Kontaktgleichrichter in der Praxis ist wegen Fehlens geeigneter Werkstoffe ausgeblieben.

Wesentlich interessanter und geeigneter ist bereits die Gleichrichtung an einer Metall-n-Halbleiterschicht. Die an dieser Schicht bestehenden Verhältnisse wurden bereits anhand des Bildes 9 geschildert. Festgestellt wurde, daß, wenn das Ferminiveau des Halbleiters gegenüber dem des Metalls gesenkt wird, der Übergang der Elektronen zum Metall sehr erschwert ist. Der Zustand maximalen Stromes stellt sich ein, wenn der bestehende Potentialberg seine geringste Höhe aufweist. Die positive Stromrichtung ist hier vom Metall (als Anode) zum Halbleiter (als Katode). Bei dieser Betrachtung läßt sich nicht vernachlässigen, daß auch die bestehenden Löcher am Stromtransport teilnehmen, sobald sie eine geringe gegenwirkende Spannung überwinden können. Sie wandern dann in den Halbleiter hinein, die unmittelbare Folge davon wäre eine gewisse Löcherarmut in Nähe der Kontaktstelle. Diese wird durch ein Nachliefern der Löcher ausgeglichen. Es springen infolge Wärmeenergie Elektronen aus dem ursprünglich vollbesetzten Energiebereich in das Donatorenniveau und lassen demzufolge im vollbesetzten Energiebereich Löcher zurück. Wichtig ist, daß die neuentstandenen Löcher nur unter der Wirkung eines elektrischen Feldes ihren Entstehungsort verlassen, besteht kein elektrisches Feld, werden die Löcher durch zurückfallende Elektronen aus dem Donatorenniveau wieder neutralisiert. Bis zu welchem Anteil die Ladungsträger im Stromtransport verwickelt sind, ist jeweils von ihrer Konzentration abhängig.

Die Gleichrichtung an einer p-Halbleiter-n-Halbleiter-Kontaktschicht wird im Bild 12 erklärt. Bild 12a zeigt den Zustand, bei dem

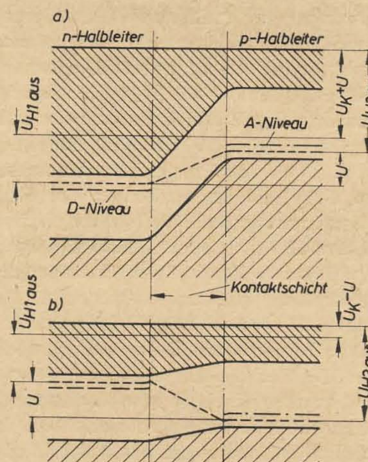


Bild 12: Gleichrichtung am Kontakt zwischen einem p- und einem n-Halbleiter, a) die Spannung U ist so angelegt, daß das Ferminiveau des n-Halbleiters relativ zu dem des p-Halbleiters um U gesenkt wird, b) die anliegende Spannung U hebt das äußere Potential des n-Halbleiters um U gegenüber dem des p-Halbleiters

das Ferminiveau des n-Halbleiters gegenüber dem des p-Halbleiters um einen bestimmten Wert | U | gesenkt wurde. Löcher des p-Halbleiters wandern wegen der existierenden Gegenspannung schwerlich in die Zonen des n-Halbleiters. Dagegen gelangen die im vollbesetzten Energiebereich des n-Halbleiters verharrenden Löcher ohne Hindernis in den p-Halbleiter. Analog gilt die Betrachtung für die Elektronenwanderung. Während vom n-Halbleiter zum p-Halbleiter der Elektronenstrom durch die bestehende Potentialschwelle fast unterbunden ist, fließen die Elektronen in der umgekehrten Richtung um so leichter, sie ,,fallen den Potentialberg herab".

Wird das Ferminiveau des n-Halbleiters um den Betrag | U | gehoben, können nunmehr mit Leichtigkeit die Löcher des p-Halbleiters in den n-Halbleiter übertreten und umgekehrt. Ebenfalls fließen die Elektronen sehr leicht aus dem n-Halbleiter in den p-Halbleiter ab, wie auch vom p-Halbleiter in den n-Halbleiter. In diesem Falle haben wir den größten positiven Strom vom p-Halbleiter zum n-Halbleiter zu verzeichnen.

Es findet also auch bei der Kontaktschicht p-Halbleiter-n-Halbleiter eine Gleichrichtung statt.

Literatur

[1] Fedotow, J. A., und Schmarzew, J. W.: Transistoren. VEB Verlag Technik, Berlin 1963

[2] Joffe, A. F.: Physik der Halbleiter. Akademie-Verlag, Berlin 1960

[3] Teichmann, H.: Halbleiter. Bibliographisches Institut, Mannheim 1961

[4] Spenke, E.: Elektronische Halbleiter. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1955

Fachbücher

Iwachnenko

Technische Kybernetik

Einführung in die Grundlagen automatischer adaptiver Systeme

Aus der Reihe ,,Theoretische Grundlagen der technischen Kybernetik"

Übersetzung aus dem Russischen

VEB Verlag Technik, Berlin

184 Seiten, 68 Bilder, 6 Tafeln, 14,— DM

Dieser Band der Reihe ,,Theoretische Grundlagen der technischen Kybernetik" stellt eine leichtfaßliche Einführung in die selbstoptimierenden Systeme dar, die eine immer größere Bedeutung in der modernen Automatisierungstechnik erlangen. Die einzelnen Systeme werden vom Autor nach der zu optimierenden Größe geordnet dargestellt. Danach gibt es Systeme mit Selbsteinstellung der Eingangssignale, Systeme mit Selbsteinstellung des Arbeitsprogramms, Systeme mit Selbständerung linearer Systemparameter, Systeme mit Selbständerung nichtlinearer Systemparameter und Systeme mit Selbständerung der Struktur. Einige dieser Systeme registrieren und werten die Ergebnisse vorangegangener Versuche aus, so daß wir hier auch die ersten Anfänge von lernenden Automaten haben.

Die Darstellung ist nicht so stark mathematisch wie die der anderen Titel dieser Reihe. In erster Linie werden die technischen Möglichkeiten bei der Konstruktion und Anwendung adaptiver automatischer Systeme gezeigt und an Beispielen erläutert. Der theoretische Wert des Buches liegt in der Systematisierung der Systeme, und dies war auch der Anlaß zur Aufnahme in die sonst stark mathematisch ausgerichtete Reihe.

Rudolf Kühne

Mikrowellenantennen

VEB Verlag Technik, Berlin

710 Seiten, 366 Bilder, 9 Tafeln, Kunstleder 74,— DM

In diesem Buch hat der Autor versucht, eine moderne und zusammenfassende Darstellung über das technisch wichtige und in rascher Weiterentwicklung befindliche Gebiet der Mikrowellenantennen zu geben. Bisher gab es im deutschen Schrifttum eine derartige Veröffentlichung nicht, und der auf dem Antennengebiet arbeitende Fachmann griff zum ,,klassischen" Silver aus der roten Serie des MIT oder in neuerer Zeit zu dem ,,Antenna Engineering Handbook" von Jasik im McGraw Verlag. Falls er Russisch lesen konnte, standen ihm die Bücher von Fradin oder ähnliche Monographien zur Verfügung. Bei dem raschen Fortschritt der Technik auf diesem Gebiet veralten jedoch alle diese Standardwerke nach etwa fünf Jahren; und es

erscheint vorteilhaft, wenn in etwa diesen Zeitabständen neue Fachbücher erscheinen. Das Buch von Kühn ist zeitgemäß aufgebaut und enthält sowohl klassische als auch moderne Antennenformen. Das Schwergewicht legt der Verfasser auf die Theorie der Mikrowellenantennen. Hier ist das Buch ohne Zweifel umfassend angelegt. Auf dem Gebiet der Antennenpraxis und der Antennenmeßtechnik bleiben jedoch noch einige Wünsche offen, die aber sicher bei einer späteren Neuauflage berücksichtigt werden könnten.

Das Buch ist in 11 Kapitel aufgegliedert, und 5 Kapitel hiervon sind der allgemeinen Theorie der Felder und Wellen gewidmet sowie der Theorie der Antennensysteme mit diskreten Strahlerelementen und der Flächenantennen. Die technischen Ausführungsformen der Mikrowellenantennen sind in diesem Buch auch mehr vom physikalischen Prinzip her und von der Theorie aus behandelt worden. Der mehr praxisverbundene Ingenieur sucht hingegen vergebens Konstruktionszeichnungen oder Fotos ausgeführter Antennen. Dies ist jedoch bei der Auslegung des Werkes auf Theorie als Primäres und Technik als Sekundäres kein Mangel.

Die der Theorie gewidmeten Kapitel behandeln Hornantennen, Linsenantennen, Spiegelantennen, Quer- und Längsstrahler sowie Breitbandantennen. Auf die moderne Richtung der ,,signal-processing"-Antennen wird noch nicht eingegangen. Ein umfangreiches Literaturverzeichnis hilft beim tieferen Eindringen in die Probleme.

Alles in allem eine wertvolle Neuerscheinung, die weite Verbreitung finden wird. *Fischer*

Heinz Lange und Helmar Tietze

Wetterfrösche für Kurzwellen

Deutscher Militärverlag, Berlin 1963

132 Seiten, 58 Bilder, broschiert 3,40 DM

Bei der Übertragung von elektrischen Schwingungen auf dem Funkwege sind die Ausbreitungsverhältnisse sehr unterschiedlich und mehr oder weniger starken Schwankungen unterworfen. Im funkbetrieblichen Sprachgebrauch hat sich daher für diese ständig wechselnden Übertragungsverhältnisse der Begriff des ,,Funkwetters" eingebürgert. Mit der vorliegenden Broschüre ist nun der wohlgelungene Versuch unternommen worden, die interessierten Leser in populärwissenschaftlicher Weise mit den Problemen der Kurzwellenausbreitung, den Forschungsergebnissen auf diesem Gebiete und der daraus resultierenden praktischen Funkwettervorhersage (Frequenzberatung) vertraut zu machen. Man erkennt, daß es nicht möglich ist, das Funkwetter mit technischen Hilfsmitteln zu beeinflussen. Die Technik läßt sich aber auf Grund einer genauen Kenntnis der übertragungstechnischen Bedingungen so einrichten, daß trotz der stündlichen, täglichen und jährlichen Veränderungen ein zufriedenstellender Fernmeldebetrieb auf dem Funkwege gewährleistet werden kann. Hierzu dient die wissenschaftliche Frequenzberatung, die zwar noch recht jung, aber in ihrer Aussagekraft unumstritten ist. Um sichere Kurzwellenverbindungen planen und aufnehmen zu können, ist unbedingt eine gute langfristige Funkwetterunterlage notwendig. Ihre Bedeutung ist natürlich für die verschiedenen Funkdienste und Frequenzgebiete unterschiedlich. Die Entwicklung geht heute u. a. im kommerziellen Funk dahin, immer mehr vom reinen Telegrafiebetrieb auf das Funkfernschreiben und den Sprechfunk überzugehen. Dies hat den Vorteil, daß nicht nur eine schnellere Umschlagszeit erreicht wird, sondern auch weniger hochwertig ausgebildete Funkkräfte benötigt werden. Es muß aber dann für solche Fälle von vornherein unbedingt eine exakte wissenschaftliche Funkwetterprognose vorliegen. Die Funkwetterberatung ist also heute für die meisten Kurzwellendienste, für jede weltweite Rundfunkübertragung und nicht zuletzt auch für den völkerverbindenden Amateurfunksport zu einer unerläßlichen Notwendigkeit geworden. Die Broschüre gibt daher in diesem Zusammenhang zunächst einen Überblick über die Natur der Ionosphäre und ihre Erforschung und geht dann zu den Problemen einer betriebsgerechten Vorhersage der Bereiche brauchbarer Kurzwellen über. Es wird hier vor allem mit großem Geschick in leichtverständlicher Weise das Zustandekommen einer Kurzwellenfrequenzberatung aufgezeigt. Anschließend werden die Auswirkungen von Ionosphärenstörungen auf die Kurzwellenausbreitung behandelt. Einige sehr gut fundierte Betrachtungen über den Frequenzberatungs- bzw. Funkwetterdienst in der Armee bilden dann mit einer kurzen redaktionellen Zusammenfassung den fachtextlichen Abschluß.

Die kleine Fachbroschüre kann allen Interessierten, die sich mit den Kurzwellen theoretisch und praktisch befassen, wärmstens empfohlen werden. *Baier*

Junger Funkmechaniker
mit Fahrerlaubnis, zur Zeit tätig in der Fernsehreparaturpraxis, sucht Stellung im Raum Naumburg.
Zu erfragen unter KRF 827
DEWAG-WERBUNG
Berlin N 54

Prospektmaterial
über die Literatur des
VEB VERLAG TECHNIK
fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

Rundfunkmechaniker
mit FS-Prüfung (26 J., verh.) sucht in Handwerk oder Industrie neuen Wirkungskr. mit Entwicklungsmöglichkeiten für sofort oder später. Wohnung ist Bedingung. Angebote an
W. Neubert, Großenhain 4,
Priestewitzer Straße 21

Prüf-Fix
das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH ,,ENERGIE", Torgau

Auch Kleinanzeigen haben große Wirkung!

Unbedenklich ölen Sie die Fassungen einsteckbarer Transistoren mit...
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.

Wir fertigen einzeln an
3-Kanal-Trägerfrequenz-Verstärker
für Dehnungsmessungen (induktive oder ohmsche Geber)
Wir übernehmen **Konstruktionsaufgaben**
mit Musterbau für elektronische Geräte
HERBERT HERING, BAD SCHANDAU, Postfach 30

Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V
mit eingebautem Transistor-Vorverstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Vorverstärker kurzfristig eingebaut werden.



GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

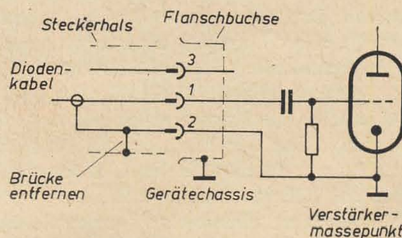
PGH Elektromess Dresden fertigt:
Elektronische Netzgeräte
Universal-Netzgeräte
Gleichspannungs-Dekaden
Röhrenprüfgeräte
Transistor-Prüfgeräte
Transistor-Speisegeräte
Grobdraht-Windungsschlußprüfer
Feindraht-Windungsschlußprüfer
Sonderausführungen elektronischer Netzgeräte nach Ihren Angaben werden übernommen.
Außerdem liefern wir
Normeinbaugehäuse B 4 und C 4
PGH ELEKTROMESS, DRESDEN A 21
Bärensteiner Straße 5a

Reparatur und Wartung an Heimbandgeräten

Teil 11 und Schluß

Besonderheiten einiger Gerätetypen

Die Gerätetypen BG 20-6, BG 23-2, BG 26-1 und künftige Varianten sind mit gedruckter Schaltung ausgestattet. Über die Besonderheiten beim Auswechseln von schadhaften Bauelementen auf gedruckten Leiterplatten sind schon an anderen Stellen die nötigen Erläuterungen gegeben worden. Beim Anschluß dieser Geräte an Rundfunkempfänger kann es, bedingt durch die Leitungsführung und Verdrahtung der gedruckten Schaltung, zu einer auffälligen Verschlechterung des Fremdspannungsabstandes kommen, wenn an den Steckverbindungen des Verbindungskabels der Anschluß 2 mit dem metallischen Steckerhals verbunden ist. Derartige Verbindungsleitungen sind aus früherer Fertigung bisweilen noch in Gebrauch. Beim Einführen des Steckers in die Flanschbuchse findet über diese eine



zweite Verbindung der Verstärkermasse mit dem Gerätechassis statt. In solchen Fällen sind in den Steckverbindungen die Brücken zwischen Steckerhals und Anschluß 2 zu entfernen, damit die eindeutigen Erdungsverhältnisse der gedruckten Leiterplatte nicht gestört werden.

Bei der Benutzung von Rundfunkgeräten der unteren Preisklasse in Verbindung mit Heimbandgeräten kann eine Störung auftreten, die sich als schlechter Frequenzgang über Band bemerkbar macht. Derartige Rundfunkgeräte haben keine gesonderte Drucktaste für Magnetband- bzw. Plattenspielerwiedergabe. Diese Betriebsstellung wird vielmehr durch gleichzeitiges Drücken der MW- und LW-Taste eingeschaltet. Da einige Empfängertypen, z. B. Weimar 4680, bei AM-Betrieb gleichzeitig den NF-Frequenzgang gegenüber UKW-Empfang ändern, wird eine UKW-Aufnahme bei Wiedergabe über den gleichen Empfänger mit einem veränderten Frequenzgang wiedergegeben. Der uneingeweihte Kunde vermutet eine Störung im Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker des Heimbandgerätes. Hier kann Abhilfe geschaffen werden, indem die Kundendienstwerkstatt die Umschaltung der NF-Frequenzgänge des betreffenden Rundfunkgerätes aufhebt.

Abweichend von der im Abschnitt Schmiermittel genannten Schmierung der Sinterlager mit Custanol S sind die Geräte BG 20, BG 20-2, BG 20-3 und die bis Ende 1959 gefertigten BG 20-4 im Laufwerk mit Custanol K getränkten Lagern zur Auslieferung gekommen, während die Motorlager dieser Typen mit Custanol S getränkte Lager aufweisen. Da alle Ersatzteile von diesem Zeitpunkt an mit Custanol S getränkten Lagern versehen sind, ergibt sich für den Kundendienst ein gewisser problematischer Zustand. Sofern anhand des Gerätes und der Kundendienstunterlagen die verwendete Ölsorte reproduzierbar ist, muß die gleiche Ölsorte weiter verwendet werden. In anderen Fällen ist es angebracht, von einer Nachschmierung abzusehen und die Lager bzw. Teile auszuwechseln und dann wie bei allen übrigen Typen einheitlich Custanol S zu verwenden.

Beim Gerät BG 26-1 ist für die Vollaussteuerung des Bandes zur Erhöhung der akustischen Wiedergabequalität der Klirrfaktor von dem zulässigen Wert 5% auf 3% verringert worden. Bei Messungen der Gerätedaten, Neueinstellung der Aussteuerungsanzeige nach Röhrenwechsel usw., ist daher zu beachten, daß bei geschlossenen Leuchtbalken der Aussteuerungsanzeige das Band nur mit $k_3 = 3\%$ ausgesteuert wird.

Diktiergeräte

Zum Schluß der Fortsetzungsreihe über die Reparatur und Wartung an Heimbandgeräten soll darauf hingewiesen werden, daß für Diktiergeräte, die gelegentlich einer Kundendienstwerkstatt für Heimbandgeräte zugeführt werden, im allgemeinen die hier gegebenen Hinweise gleichermaßen gültig sind. Diktiergeräte weisen zwar eine geringere elektroakustische Übertragungsqualität auf; der Aufbau der Laufwerke und die Fehlerursachen an ihnen sind jedoch denen der Heimbandgeräte sehr verwandt, so daß die vorliegenden Ausführungen auch dort die Wartung und Reparatur erleichtern werden.

Fehler am TV-Standardempfänger

Zickzackförmige Bildverzeichnung durch defekten Siebkondensator

Senkrechte Teile des Bildinhaltes waren zickzackfömig verzogen, die linke Bildhälfte erschien dunkler. Bei zurückgedrehtem Kontrastregler wurde der Schirm gleichmäßig ausgeleuchtet. Die Impulse an der Anode der P(C)F 82 waren stark zerrissen. An der Anode der Videoendröhre und an der Diode war das Bildsignal brauchbar, nur die Begrenzung der Synchronisierimpulse, die sonst geradlinig ist, war verzogen. Es konnte eine Überlagerung oder Übersteuerung vorliegen. Die Regelspannungen an den ZF-Röhren und an der Vorröhre waren normal. Wurde die Vorröhre zugeregelt, war ein zwar verrauschtes, aber nicht verzogenes Bild vorhanden. Die etwas dunklere linke Bildseite konnte von einer Brummeinstrahlung hervorgerufen worden sein. Die Untersuchung der Kanalwählergitterwiderstände R_{301}, R_{306}, R_{307} und der Erdungen der Keramikkondensatoren brachte keine Anhaltspunkte. Erst durch die versuchsweise durchgeführte Abblockung der Oszillatoranodenspannung wurde das Bild einwandfrei. Der 100-μF-Siebkondensator C_6 (Start) im Netzteil hatte keine Kapazität mehr. Dadurch wurde die Oszillatoranodenspannung mit einer Wechselspannung überlagert, die mit auf die ZF übertragen wurde.

Zu geringe Helligkeit und kein Kontrast durch Drahtbruch

Die Spannungen an den Elektroden der Bildröhre zeigten keine größeren Abweichungen vom Normalwert. Die Spannungswerte an der Anode der P(C)L 84 und der Katode der Bildröhre differierten um 5 V; dieses wird aber oft nicht beachtet. Der Bildschirm sah aus wie der einer verbrauchten Bildröhre. Beim Antasten der Katode der Bildröhre mit einem RVM wurde der Bildschirm hell. An der Anode der Videoröhre geschah nichts. Der Zuleitungsdraht von der Anode Videoendstufe zur Bildröhrenkatode hatte Unterbrechung.

Tonstörung und Streifenbildung beim TV-Empfänger Turnier

Bei einem „Turnier" traten Knattern im Ton und starke Streifen (ähnlich Rücklaufstreifen) im Bild auf. Bei zurückgedrehtem Lautstärkeregler wurde das Knattern stärker. Wurde die Zeilenendstufe außer Betrieb gesetzt, verschwand das Knattern. Die starken Streifen ließen den Fehler im Bildkippteil vermuten, zumal bei kleiner Bildamplitude der Fehler verschwand. Das ersatzweise Anschließen eines anderen Ausgangsübertragers brachte keinen Erfolg. Ebensowenig der Austausch der gesamten Bildkippleiterplatte. Die Störung verursachte die abgeschirmte Leitung von der Anode der PL 84 zum Ausgangsübertrager. Mit einem Ohmmeter (60 V Betriebsspannung) konnte kein Widerstand gemessen werden. Es muß sich hier um Überschläge gehandelt haben.

Bildröhrenumbau beim TV-Empfänger Weißensee

Bei dem Umbau eines TV-Empfängers Weißensee von 30- auf 43-cm-Bildröhre muß zur Erzielung der erforderlichen Bildbreite der Zeilentrafo umgeschaltet werden. Dadurch erhöht sich die Boosterspannung. Der Boosterkondensator und die anderen an der Boosterspannung liegenden Kondensatoren im Bildkippteil fallen daher oft kurz nach einem Umbau aus. Um Reklamationen zu vermeiden, sollten diese Kondensatoren gleich bei dem Umbau mit ersetzt werden.

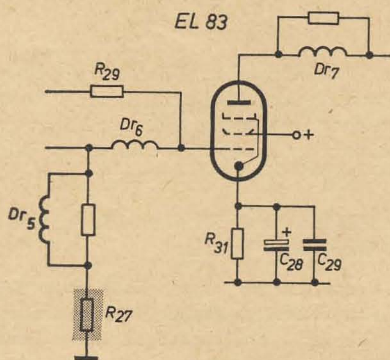
Kontaktfehler im Antennenkreis

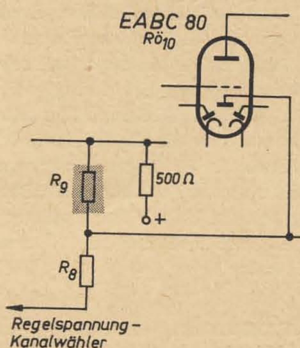
Ein TV-Empfänger Orion AT 401/505 zeigte Moiréstörungen zu den verschiedensten Zeiten. Ein fremder Störer kam nicht in Frage, da andere, danebenstehende Geräte ein einwandfreies Bild hatten. Eine genaue Untersuchung des Kanalwählers zeigte die Ursache. Die mittlere Feder im Antennenkreis gab keinen Kontakt. Bei einem zweiten Gerät, daß die gleichen Störungen zeigte, konnte aus dieser Erfahrung heraus der Fehler, eine gesprungene Kontaktfeder, ohne Mühe ermittelt werden. Bei vorhandenen Rafena-Geräten (z. B. Derby) wurde dieser Fehler schon ebenfalls beobachtet.

Heinz Klaußner

Bildfehler am TV-Empfänger „Dürer"

Das Bild stand nur bei einer bestimmten Kontraststellung (mangelhafte Bildsynchronisation), außerdem zerfiel die Zeile in bestimmten rhythmischen Zeiten. Das trat besonders im oberen Drittel des Bildes auf.



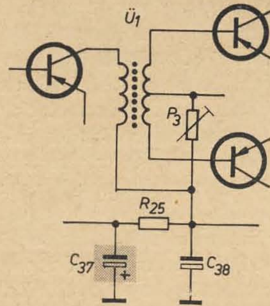


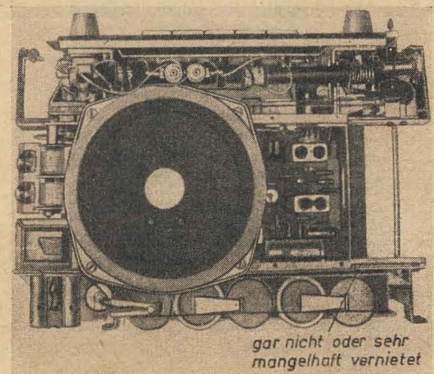
Der Gitterableitwiderstand der Videoendröhre (R_{27}) hatte Kappenfehler. Trotz Behebung dieses Fehlers synchronisierte das Bild noch nicht einwandfrei. Bei einer gewissen Kontraststellung wurde die Bildsynchronisation außer Takt gebracht. Die Ursache lag am Widerstand R_8 der verzögerten Regelung, der seinen Wert erheblich nach unten verändert hatte.

Wolfgang Lesch

Fehler an den Kofferempfängern „Rema T 6" und „Stern 4"

Ein Koffersuper „Rema T 6" hatte keinen sauberen Klang und ließ sich nicht ganz leise drehen.
Eine erste Überprüfung zeigte, daß die Spannungen im Gerät und der Kollektorstrom von T_6 und T_7 stimmten. Eine Überprüfung ergab, daß C_{37} taub war. Nach Auswechseln des defekten Bauteils spielte das Gerät wieder einwandfrei.
Immer häufiger tritt beim „Stern 4" der Fehler auf, daß bei geringen Bewegungen die





Sender wegbleiben. Das hat folgende Ursache: Der Metallrahmen ist oft sehr mangelhaft vernietet, so daß keine einwandfreie elektrische Verbindung besteht. Die Metallteile geben nun je nach Erschütterung mal Kontakt und mal nicht. Nach Auswechseln der Nieten durch M-3-Schrauben mit Muttern war der Fehler behoben.

Wolfgang Stolze

Hilfsmittel für die Reparatur von Transistorempfängern

Die Bauelementedichte moderner Taschenempfänger ist sehr hoch. Wenn es bei der Fehlersuche nötig wird, an bestimmten Schaltungspunkten Meß- und Prüfschnüre anzuschließen, lassen sich die bisher üblichen Prüfspitzen und Krokodilklemmen nicht verwenden, da sie viel zu groß sind und Kurzschluß verursachen könnten.
Zum Abtasten der Meßpunkte in Transistorempfängern wird der Werkstattpraktiker sich aus federhartem Messingdraht und Isolierschlauch zweckentsprechende Prüfspitzen richtung gelingt es, sowohl das gewünschte Zwischenfrequenzfilter als auch die Ferritantenne des Transistorempfängers „anzupusten". Niederfrequente Signale wird man auf konventionelle Weise zuführen müssen.
Die Abnahme eines NF-Signals für Meßzwecke beim Empfängerabgleich geht einfach vor sich, wenn der Taschenempfänger eine Buchse zum Anschluß eines Ohrhörers besitzt. Das Röhrenvoltmeter kann dann über den Miniaturklinkenstecker angeschlossen werden, sofern ein solcher greifbar ist. Ist dies

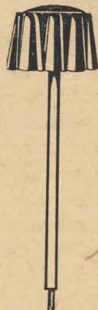


Bild 1: Selbstgefertigter Prüfstift aus Messingdraht und Isolierschlauch

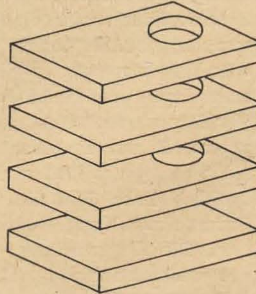


Bild 2: Aufbauskizze für den Abhörlautsprecher nach Bild 3 aus Preßplatten

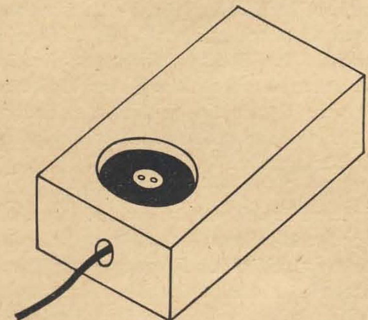


Bild 3: Skizze eines Abhörlautsprechers zur akustischen Signalabnahme

leicht selbst herstellen können. Zur besseren Handhabung wird empfohlen, am oberen Ende einen Drehknopf nach Bild 1 anzukitten. Die Gewindebohrung für die nicht benötigte Madenschraube kann zum Durchführen der Anschlußlitze verwendet werden.
Die Signalzuführung bei der Fehlersuche im Hoch- und Zwischenfrequenzteil erfolgt am besten auf induktivem Wege. Zu diesem Zweck wird am Ende einer abgeschirmten Prüfschnur eine Eisenkernspule von wenigen Windungen befestigt, die durch einen Widerstand von $50 \cdots 100\ \Omega$ bedämpft wird. Durch die Bedämpfung werden Resonanzen im Generatorkreis vermieden. Mit Hilfe dieser kleinen Ein-

nicht der Fall oder besitzt der Empfänger keinen Höreranschluß, wird empfohlen, nach den Bildern 2 und 3 mit Hilfe eines kleinen Lautsprechers eine Einrichtung zur akustischen Signalabnahme anzufertigen. Der abzugleichende Taschenempfänger wird so auf die Hilfsvorrichtung gelegt, daß der Lautsprecher des Empfängers über die Öffnung (Bild 2) zu liegen kommt. Der Hilfslautsprecher wirkt als Mikrofon und wird mit oder ohne Übertrager an den Eingang des Röhrenvoltmeters angeschlossen.

(Zeichnungen nach Radio-Electronics 35 (1964) H. 1)

---ke.

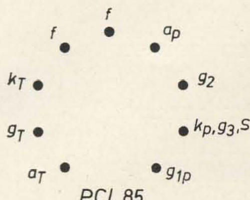
Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien (2)

MARTIN JANSEN

ECL 85 und PCL 85

Die ECL 85 und die PCL 85 sind für die Verwendung in Vertikalablenkstufen von Fernsehgeräten entwickelt worden. Beide Typen haben bis auf die Heizung gleiche Daten. Sie sollen die Röhrentypen ECL 82 bzw. PCL 82





PCL 85

ersetzen, die für die Verwendung in Vertikalablenkstufen von Fernsehgeräten in 70°-Technik bestimmt waren. Beim Übergang auf die 90°- und 110°-Technik wurde die PCL 82 in westeuropäischen Ländern z. T. weiter verwendet. Es stellte sich aber heraus, daß sie hierfür überfordert ist und sowohl in bezug auf Spitzenstrom wie auch auf Schirmgitterbelastung zu stark beansprucht wird.

In der DDR war gleich der sichere Weg beschritten und bei Einführung der 110°-Technik die PL 84 als Vertikalendstufe eingesetzt worden. Der Einsatz der PCL 85 ist deshalb nicht so sehr eine technische Notwendigkeit als ein ökonomisches Problem, da eine Verbundröhre an dieser Stelle Einsparungen bei der Herstellung von TV-Empfängern ermöglicht. Die Triode der E/PCL 85 ist als Sperrschwinger und die Pentode als Endstufe für die Vertikalablenkung vorgesehen.

Kenndaten

ECL 85 U_f 6,3 V; $I_f \approx 0{,}85$ A
PCL 85 I_f 0,3 A; $U_f \approx 18$ V

Pentodenteil

statisch

U_a	170	V
U_{g2}	170	V
$-U_{g1}$	15	V
I_a	41	mA
I_{g2}	2,7	mA
S	7,25	mA/V
μ_{g2g1}	7,0	
R_i	25	kΩ

dynamisch

U_a	65	V
U_{g2}	210	V
$-U_{g1}$	1	V
I_{as}	285	mA
I_{g2s}	45	mA

Triodenteil

U_a	100	V
U_g	0	V
I_a	10	mA
S	5,5	mA/V
μ	50	

Grenzdaten

Pentodenteil

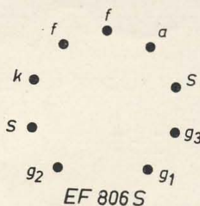
$U_{a\,max}$	250	V
$U_{as\,max}$	2000	V
$U_{g2\,max}$	250	V
$N_{a\,max}$	7	W
$N_{g2\,max}$	1,5	W
$I_{k\,max}$	75	mA
$R_{g1\,(f)\,max}$	1	MΩ
$R_{g1\,(k)\,max}$	2,2	MΩ
$U_{f/k\,max}$	200	V

Triodenteil

$U_{a\,max}$	250	V
$N_{a\,max}$	0,5	W
$I_{k\,max}$	15	mA
$I_{ks\,max}$	100	mA
$R_{g1\,(f)\,max}$	1	MΩ
$R_{g1\,(k)\,max}$	3,3	MΩ
$U_{f/k\,max}$	200	V

EF 806 S

Brumm- und klingarme NF-Pentode in Langlebensdauerausführung



EF 806 S



Diese Langlebensdauerröhre entspricht in ihren Kenndaten und der Sockelschaltung der EF 86. Als Lebensdauererwartung werden 10000 Stunden angegeben.

Die Röhre ist für Eingangsstufen von NF-Verstärkern und für Schaltungen der industriellen Elektronik geeignet. Auch als Halbelektrometerröhre ist sie bei Herabsetzung der Betriebsdaten verwendbar.

Die Röhre EF 806 S ersetzt die EF 866 des VEB Funkwerk Erfurt und ist mit dieser austauschbar.

Kenndaten

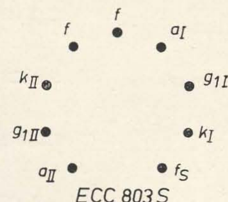
U_f	6,3 V ± 5%	
I_f	≈0,2 A	
U_a	250	V
U_{g2}	140	V
$-U_{g1}$	≈2	V
R_k	500	Ω
I_a	3,2	mA
I_{g2}	0,6	mA
S	2,0	mA/V
R_i	2,5	MΩ
μ_{g2g1}	38	

Grenzdaten

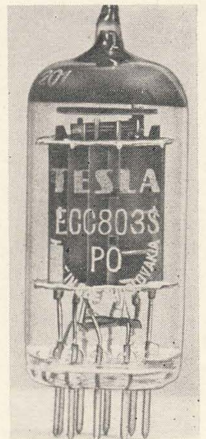
$U_{a\,max}$	300	V
$U_{g2\,max}$	200	V
$N_{a\,max}$	1	W
$N_{g2\,max}$	0,2	W
$I_{k\,max}$	6	mA
$R_{g1\,max}$ bei $N_a < 0{,}2$ W	10	MΩ
$R_{g1\,max}$ bei $N_a \geqq 0{,}2$ W	3	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V

ECC 803 S

Doppeltriode in Langlebensdauerausführung für NF-Verstärkung



ECC 803 S



Diese Röhre entspricht in ihren Kennwerten und in der Sockelschaltung der ECC 83 und ist für NF-Verstärker und für die industrielle Elektronik geeignet.

Für die ECC 803 S wird eine Lebensdauererwartung von 10000 Stunden angegeben.

Der VEB Funkwerk Erfurt stellte die Entwicklung der ECC 863, die dieselben Kenndaten, aber eine andere Sockelschaltung hatte, zugunsten der ECC 803 S ein.

Kenndaten

U_f	6,3 V ± 5%;	$I_f \approx 0{,}3$ A
U_f	12,6 V ± 5%;	$I_f \approx 0{,}15$ A
U_a	250	V
R_k	1,6	kΩ
I_a	1,25	mA
S	1,6	mA/V
R_i	60	kΩ
μ	95	

Grenzdaten

$U_{a\,max}$	300	V
$N_{a\,max}$	1,0	W
$I_{k\,max}$	8	mA
$R_{g\,max}$	2,2	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V

PROF. JACOB MILLMAN · PROF. HERBERT TAUB

IMPULS- UND DIGITALSCHALTUNGEN

Dieses grundlegende moderne Lehr- und Arbeitsbuch enthält eine Darstellung aller wesentlichen, für eine allgemeine Impulstechnik praktisch wichtig gewordenen Schaltkreise sowie ihrer Anwendung auf Impulssysteme und Zählerschaltungen. Bei der Darstellung der einzelnen Schaltungen ist großer Wert auf ein wirklich tiefes Eindringen in deren Funktionsweise gelegt worden. Dies geschieht in didaktisch ansprechender Weise, so daß das Verständnis für die physikalisch nicht immer einfachen Zusammenhänge sehr gefördert wird. Da es sich bei der Behandlung des Stoffes meist um prinzipielle Zusammenhänge handelt, ist es für das Verständnis und die praktische Handhabung gleichgültig, ob in den einzelnen Schaltungen als aktive Elemente Röhren oder Transistoren eingesetzt sind. Ohne Schwierigkeiten lassen sich die Verhältnisse von der einen Art auf die andere übertragen. Ein längeres Kapitel ist ausschließlich den Eigenschaften der Transistoren und deren Verwendung in Impulsschaltungen gewidmet.

Das Werk eignet sich vorzüglich zum Selbststudium als auch zum Gebrauch neben Spezialvorlesungen wie auch zur Benutzung durch den praktisch tätigen Elektroniker. Über 400 angehängte Aufgaben dienen der Vertiefung des erlernten Stoffes.

Das Werk ist in jeder Buchhandlung erhältlich. Gegebenenfalls vermittelt der Verlag Bezugsnachweise.

Übersetzung
aus dem Amerikanischen
842 Seiten
641 Abbildungen
13 Tafeln
Kunstleder
92,— DM
Lizenzausgabe
des Verlages:
Berliner Union,
Stuttgart



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

33103